Capítulo 4

Análisis de pequeña señal de los post-reguladores de alto rendimiento (II). Aplicación del control modo corriente promediada a los post-reguladores de alto rendimiento

En este capítulo se va a analizar el comportamiento de los post-reguladores de alto rendimiento con el uso del control modo corriente promediada [10], [55], [56]. En primer lugar se va proceder a la descripción del modo de control utilizado, indicando cuáles son las ventajas e inconvenientes que presenta. A continuación se va a realizar un análisis de la estabilidad de los lazos de realimentación, para posteriormente proceder a la obtención de la impedancia de salida y la audio-susceptibilidad de los post-reguladores con este modo de control. Como se comentó en el capitulo 2, la impedancia de entrada de los post-reguladores será obtenida en este capítulo y utilizada en el capitulo 6 para analizar la problemática de la adaptación de etapas. Por último se hará un resumen de las conclusiones obtenidas con el uso de este modo de control.

4.1 CONTROL DE CORRIENTE PROMEDIADA.

Actualmente el control modo corriente promediada (Average Current Mode Control - ACMC) está siendo cada vez más utilizado como método de control de convertidores. En la figura 4.1 se muestra el concepto básico de todo control de corriente, y en concreto, el control modo corriente promediado [10] [55], en el que una fuente de corriente controlada por tensión es usada para controlar la tensión de salida del convertidor.

En este tipo de control, la variable que se controla es el valor medio de la corriente que circula por algún elemento del convertidor, normalmente la corriente por la bobina. Por ejemplo, la figura 4.2 nos muestra un esquema general del control modo corriente promediada aplicado al convertidor Reductor (*Buck*) y la figura 4.3 nos muestra un esquema del control

modo corriente promediada aplicado al convertidor elevador. Como se puede observar, el control dispone de dos lazos de realimentación, uno interno (lazo de corriente) con el cual se realiza el control de la corriente por la bobina para obtener el equivalente a una fuente de corriente controlada por tensión (figura 4.1), y otro externo (lazo de tensión) destinado a controlar la tensión de salida.

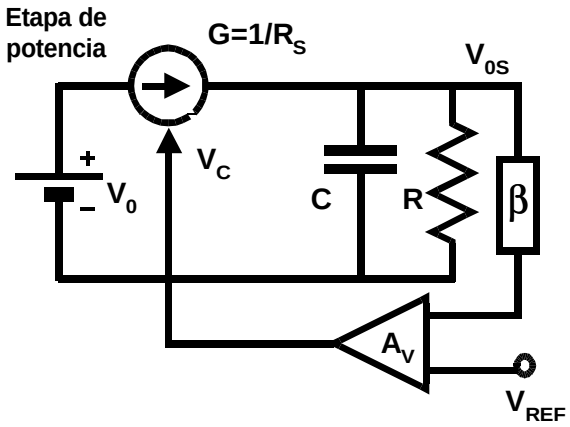


Figura 4.1. Control modo corriente promediada.

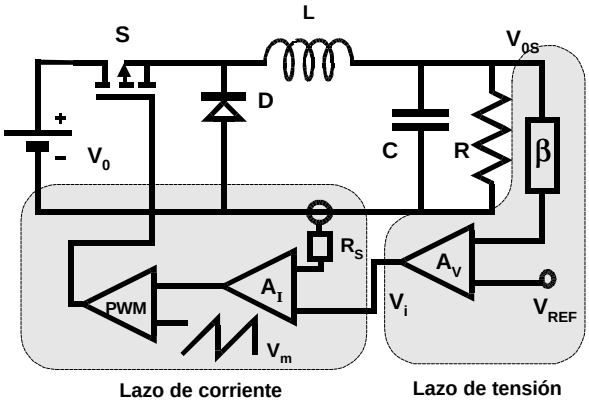


Figura 4.2. Control modo corriente promediada aplicado al convertidor Buck o Reductor.

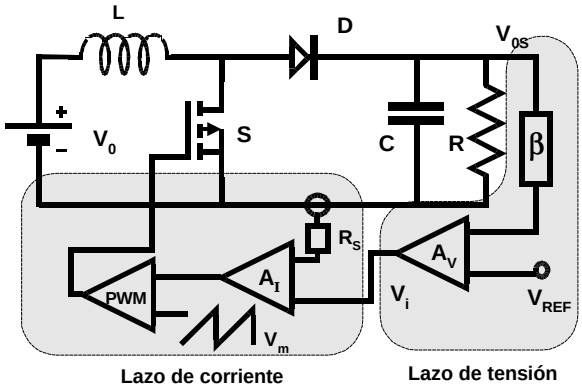


Figura 4.3. Control modo corriente promediada aplicado al convertidor Elevador.

Las ventajas de este modo de control son las siguientes:

- La función de transferencia tensión de salida - tensión de control posee un polo dominante en lugar de los dos polos, tal como ocurría con el control modo tensión.

- La corriente media a controlar sigue con gran precisión a la referencia, incluso en condiciones de funcionamiento en modo discontinuo del convertidor.

- Frecuencia de conmutación constante.

- No precisa rampa de compensación como ocurre en el modo de control de corriente de pico.

- Posee una excelente inmunidad al ruido.

- Permite paralelizar fácilmente etapas de potencia, de forma que es posible incrementar la potencia entregada a una carga, con un reparto equitativo de la corriente entregada por cada uno de los convertidores.

- El control modo corriente promediada puede ser usado tanto para controlar la corriente de entrada de los convertidores, tal como se utiliza para corrección del factor de potencia, como para controlar la corriente de salida. Este último caso es el que se va a presentar en el control de los post-reguladores.

El inconveniente es:

- El sensor de corriente que debe ser usado es ligeramente más complicado que el necesario para el control modo corriente de pico.

En los siguientes apartados se va a estudiar el modo de control de corriente promediada aplicado a cada uno de los post-reguladores propuestos: Reductor de dos entradas, Conmutado serie Directo y Elevador.

4.2. APLICACIÓN DEL MODO DE CONTROL DE CORRIENTE PROMEDIADA A LOS POST-REGULADORES DE ALTO RENDIMIENTO.

4.2.1 Aplicación del modo de control de corriente promediada al post-regulador Reductor de dos entradas.

4.2.1.1 Análisis de la estabilidad de los lazos de control.

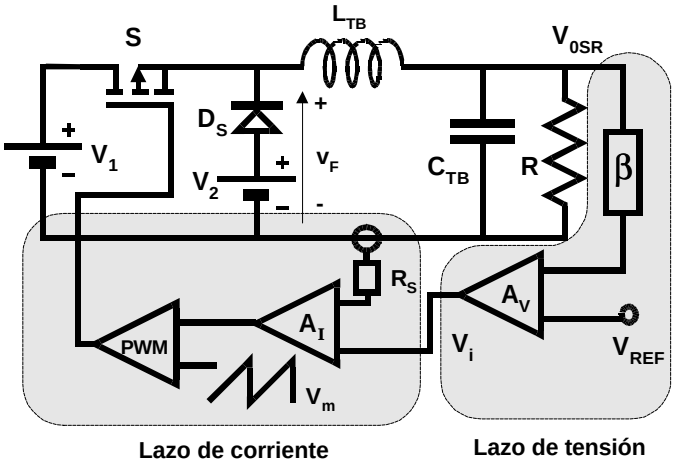


Figura 4.4. Post-regulador Reductor de dos entradas con el control modo corriente promediada.

En la figura 4.4 se muestra el post-regulador Reductor de dos entradas con el control ACMC. Como se puede observar, el post-regulador Reductor de dos entradas también posee dos lazos de control como el Reductor: un lazo de control interno de corriente y un lazo externo de tensión. Para obtener el modelo de pequeña señal de este convertidor con el control ACMC se ha seguido el mismo proceso que el indicado en las referencias [10] y [55]. Según esto, el valor medio de la tensión de entrada al filtro LC de salida, v_f, será la siguiente:

$$v_F = v_2 + (v_1 - v_2) \cdot d \tag{4.1}$$

La ecuación (4.1) puede ser perturbada de la siguiente forma:

$$\hat{v}_F = D \cdot \hat{v}_1 + (1 - D) \cdot \hat{v}_2 + (V_1 - V_2) \cdot \hat{d} \tag{4.2}$$

A partir de la ecuación (4.2) vamos a obtener las funciones de transferencia del convertidor para realizar un posterior análisis. En la figura 4.5 se ha representado el modelo de pequeña señal obtenido en el capitulo 2, al que se le han añadido los lazos de control mencionados anteriormente, un lazo interno de corriente y otro lazo externo de tensión.

Para obtener la función de transferencia entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SR}$ o la corriente por la bobina $\hat{i}$ y la tensión de control $\hat{v}_i$, es necesario considerar que las perturbaciones introducidas en las tensiones de entrada van a ser nulas, es decir, $\hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 0$. Por lo tanto, la ecuación (4.2) se convierte en la ecuación (4.3):

$$\hat{v}_F = (V_1 - V_2) \cdot \hat{d} \qquad (4.3)$$

Además se añade un polo a la frecuencia de corte de f_p = 110 kHz para eliminar los posibles ruidos de alta frecuencia en la forma de onda de la corriente.

Con los valores previamente asignados podemos representar el diagrama de Bode de $R_{eq}(s)$, ecuación (4.52), y de Z(s), ecuación (4.48), en la figura 4.38. Como se observa en dicha figura, el corte de $R_{eq}(s)$, con Z(s) se produce en la zona en la que esta última tiene un equivalente inductivo como es deseable. La ecuación (4.49) se puede expresar también según la ecuación (4.61).

$$G_i(s) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{\dfrac{R_{eq}(s)}{Z(s)}}{1 + \dfrac{R_{eq}(s)}{Z(s)}} \tag{4.61}$$

Si en la ecuación (4.61) tomamos el cociente $R_{eq}(s)/Z(s)$ y representamos el diagrama de Bode de amplitud y fase, obtenemos la figura 4.38. En dicha figura podemos observar que el margen de fase del lazo de corriente está en MF = 67º.

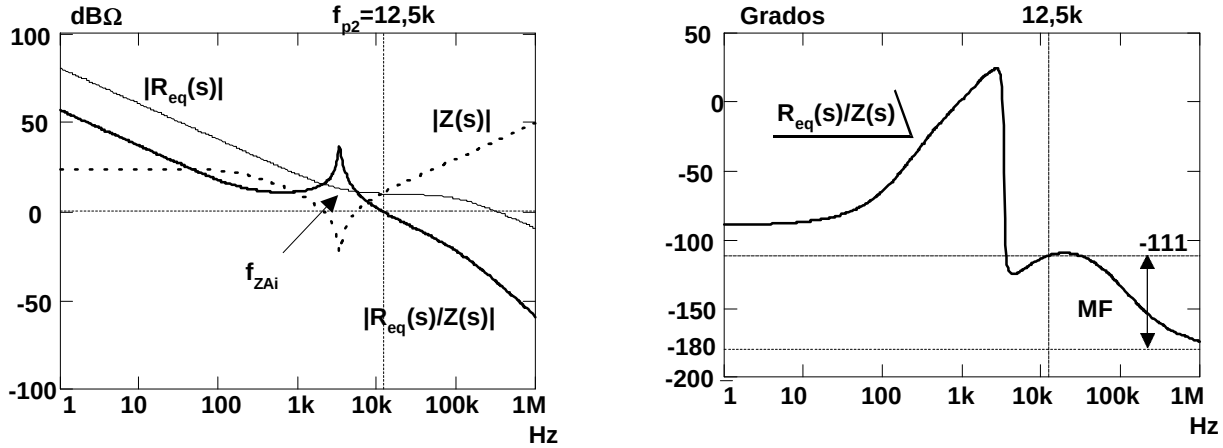


Figura 4.38. Diagramas de Bode de $R_{eq}(s)$ y Z(s). Diagrama de Bode de amplitud y fase de $R_{eq}(s)/Z(s)$.

Para conocer el ancho de banda del lazo de corriente es necesario saber primero el valor de R_{eqc}, que se obtiene de la ecuación (4.51). Sustituyendo valores obtenemos R_{eqc} = 3 Ω. Por lo tanto, el valor de f_{p2} se obtiene de la ecuación (4.53), siendo el valor obtenido de 10 kHz.

En la figura 4.39 se ha representado el diagrama de Bode del lazo de corriente, $G_i(s) \cdot R_s$, obtenido a partir de las ecuaciones (4.49), sin la simplificación, y (4.52) con la simplificación.

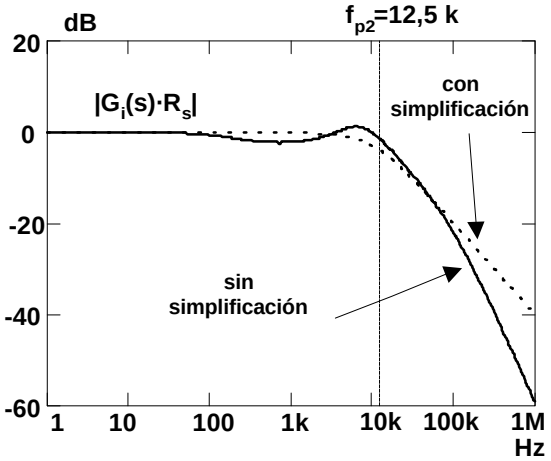


Figura 4.39. Diagrama de Bode de $G_i(s)\cdot R_S$ a) sin simplificación y b) con simplificación.

Como se puede observar en dicha figura, ambos Bodes difieren en la zona correspondiente a la frecuencia de corte, en donde en el modelo sin simplificar la ganancia es algo mayor. Y además, por el hecho de situar un polo a la frecuencia de conmutación, en el modelo sin simplificar tenemos una pendiente de -40 dB/dec a partir de los 100 kHz. El ancho de banda que se obtiene es aproximadamente el calculado previamente, f_{p2} = 12,5kHz. Para comprobar que el modelo del convertidor con este modo de control es el correcto se ha obtenido el diagrama de Bode de $G_i(s)\cdot R_s$ mediante ensayos experimentales, y también mediante la simulación del modelo de gran señal descrito en el capitulo 3 con el modo de control ACMC. Dichos diagramas de Bode se muestran en la figura 4.40.

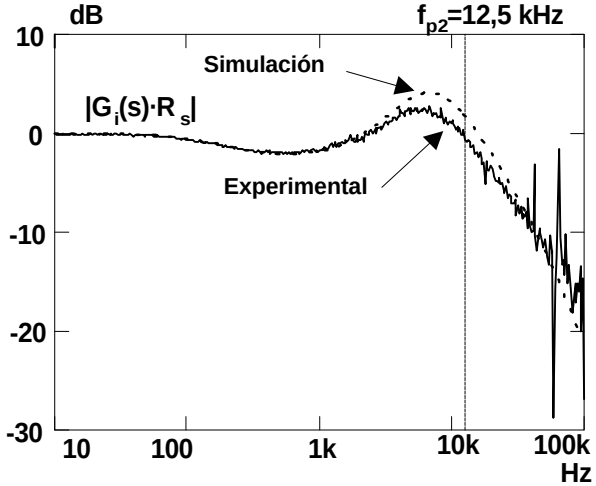


Figura 4.40. Diagrama de Bode de $G_i(s)\cdot R_S$ obtenidos a) de forma experimental y b) mediante simulación.

Los diagramas de Bode de amplitud y fase de la figura 4.39 y 4.40 se muestran conjuntamente en la figura 4.41. Se puede observar en dicha figura que tanto el modelo de pequeña señal como el modelo de gran señal nos permiten obtener buenos resultados en cuanto

al comportamiento en pequeña señal del convertidor con el modo de control de corriente promediada.

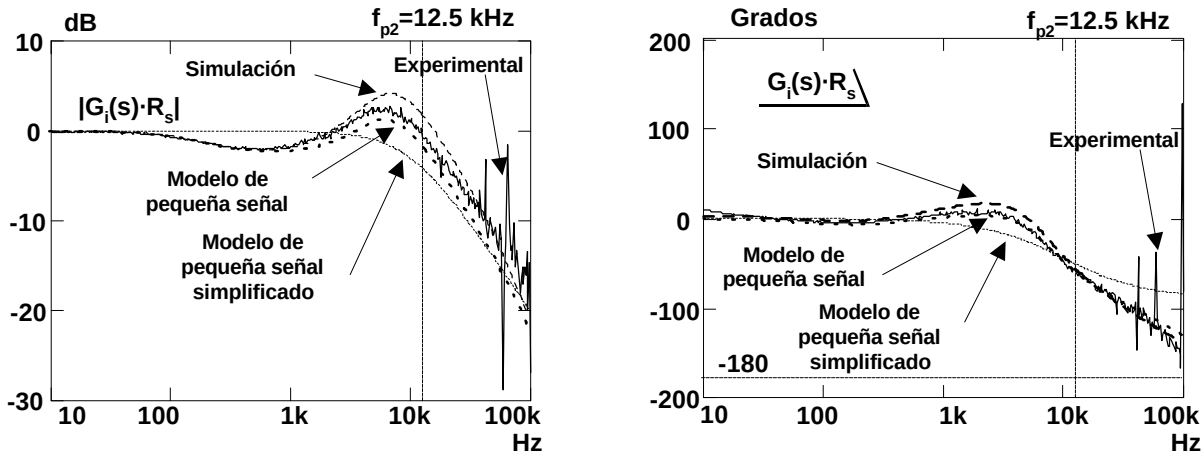
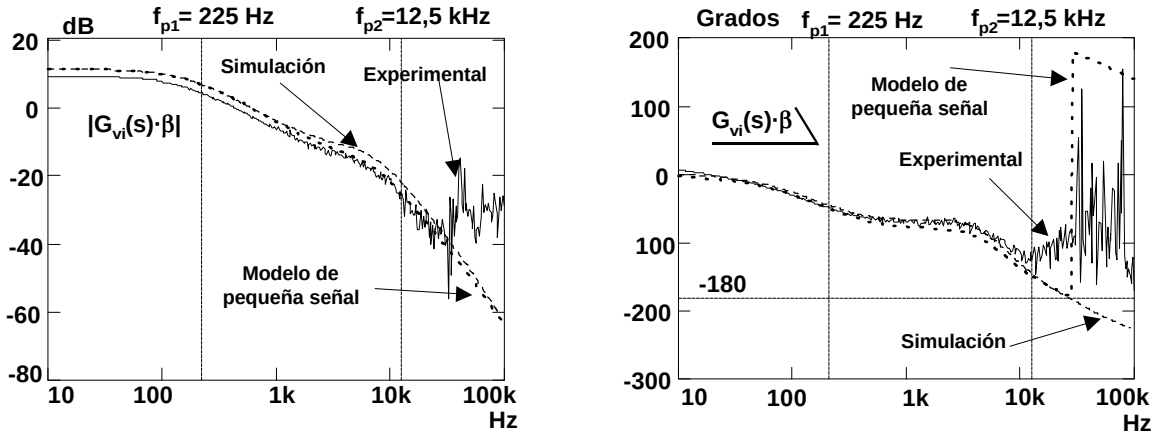


Figura 4.41. Diagramas de Bode de $G_i(s)\cdot R_S$ obtenidos mediante el modelo de pequeña, el modelo de pequeña señal simplificado, la simulación y el ensayo experimental.

Diseño del lazo de tensión:

Para poder diseñar el lazo de tensión, es necesario conocer en primer lugar cómo va a ser la función de transferencia entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SS}$ y la tensión de control $\hat{v}_i$, $G_{vi}(s)$, obtenida en la ecuación (4.54). En la figura 4.42 se muestra el diagrama de Bode de amplitud y fase obtenido mediante el modelado de pequeña señal, ecuación (4.54), mediante la simulación del modelo de gran señal y el obtenido en los resultados experimentales. Como se puede observar en la figura, los resultados obtenidos con los modelos de pequeña y gran señal son suficientemente precisos respecto a los valores experimentales .



Para realizar el diseño del lazo de tensión, es necesario estudiar la función de transferencia $H(s) = G_{vi}(s)\cdot\beta\cdot A_v(s)$, dado que al formar parte de la ganancia en bucle cerrado del lazo de tensión, $G_v(s) \equiv \hat{v}_{0SS} / \hat{v}_{ref}$ ecuación (4.64), determina la estabilidad del lazo.

$$G_v(s) = \frac{G_{vi}(s)\cdot A_v(s)}{1+G_{vi}(s)\cdot\beta\cdot A_v(s)} \tag{4.64}$$

en donde

$$A_v(s) = A_{vc}\cdot\left(1+\frac{1}{\frac{s}{2\cdot\pi\cdot f_{ZAv}}}\right) \tag{4.66}$$

y β es la ganancia de la red de realimentación.

La configuración que va a ser utilizada para el amplificador de error del lazo de tensión $A_v(s)$ es la que se muestra en el anexo 5, que posee un polo en el origen y un cero f_{ZAv} a partir del cual la ganancia permanece constante $A_v(s)=A_{vc}$, según la expresión que define $A_v(s)$ en la ecuación (4.66).

Con los valores del anexo 5 obtenemos el diagrama de Bode de $A_V(s)$ que se muestra en la figura 4.43, en donde A_{vc} = 15 y f_{ZAv} = 2 kHz, estando f_{ZAv} aproximadamente una decada por debajo del ancho de banda deseado de f_{ct} = 10 kHz.

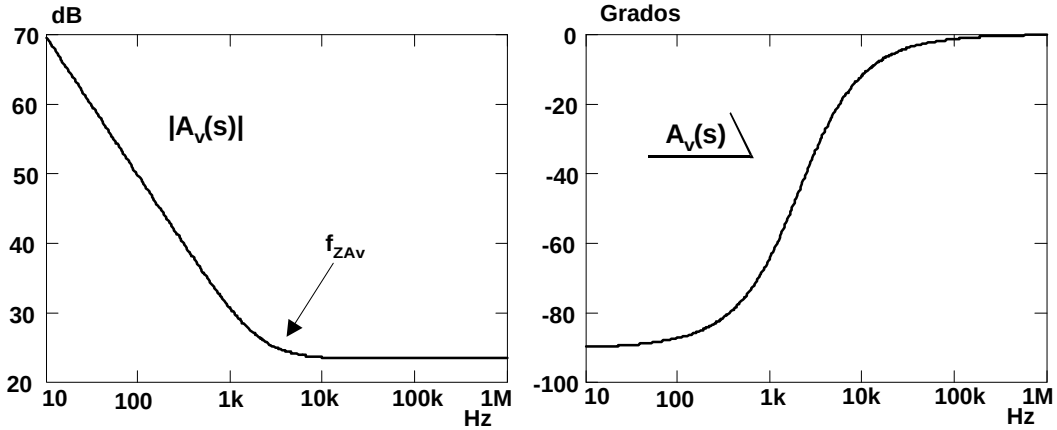


Figura 4.43. Diagrama de Bode de $A_V(s)$.

Con estos valores, el diagrama de Bode de ganancia y fase de H(s) se ha representado en la figura 4.44. Como se puede observar en dicha figura el ancho de banda que se obtiene es de 10 kHz con un margen de fase de MF = 33º.

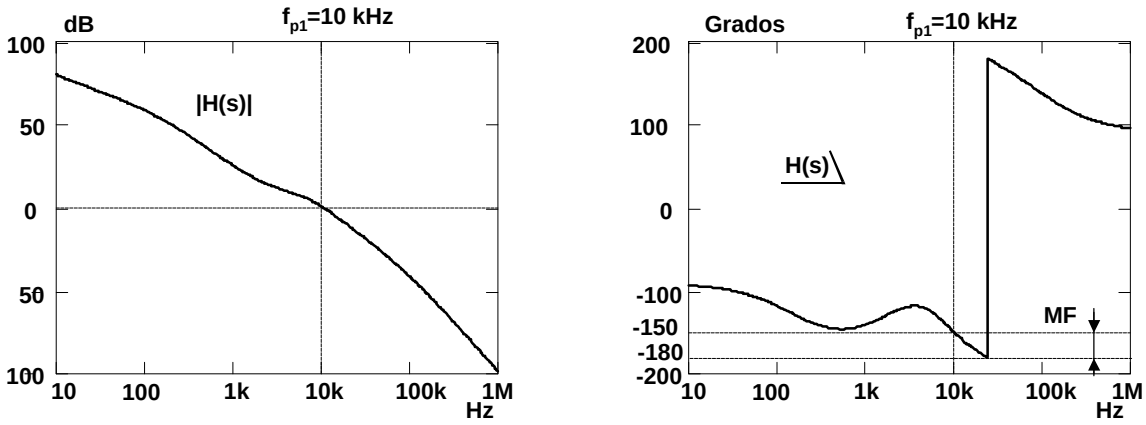


Figura 4.44. Diagrama de Bode de H(s) obtenido mediante el modelo de pequeña señal.

En la figura 4.45 se ha representado el diagrama de Bode del lazo de tensión obtenido mediante la simulación del modelo de gran señal del convertidor con el modo de control de corriente promediada que se muestra en al figura 4.46. Como se puede observar comparando las figuras 4.44 y 4.45, los resultados que se obtienen son muy similares.

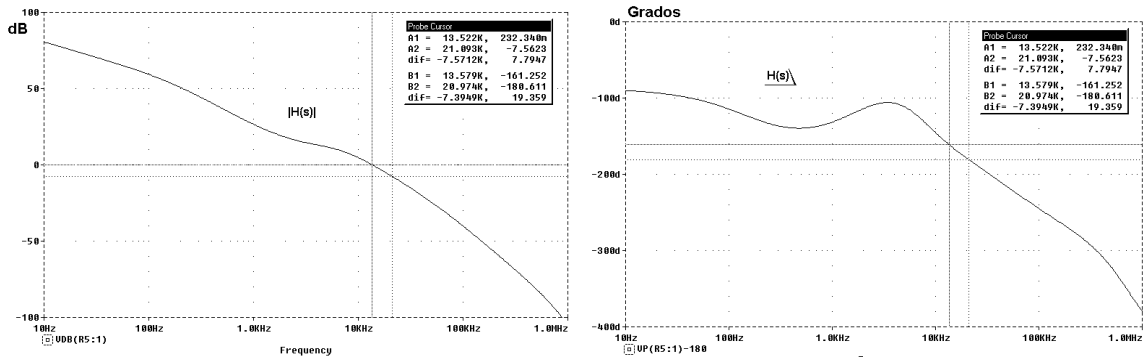


Figura 4.45. Diagrama de Bode de H(s) obtenido mediante simulación.

Para comprobar la estabilidad del diseño, se ha simulado el modelo de gran señal del convertidor con los dos lazos de control, figura 4.46, y se han obtenido las formas de onda de la tensión de entrada v_0 y de la tensión de salida v_{0SS} que se muestra en la figura 4.47, comprobandose efectivamente que el convertidor es estable.

De la misma forma, se han realizado ensayos experimentales en el convertidor con el control de corriente promediada y se ha comprobado su estabilidad. Estos resultados se pueden ver en la figura 4.48, en donde se muestran v_0 y v_{0SS}.

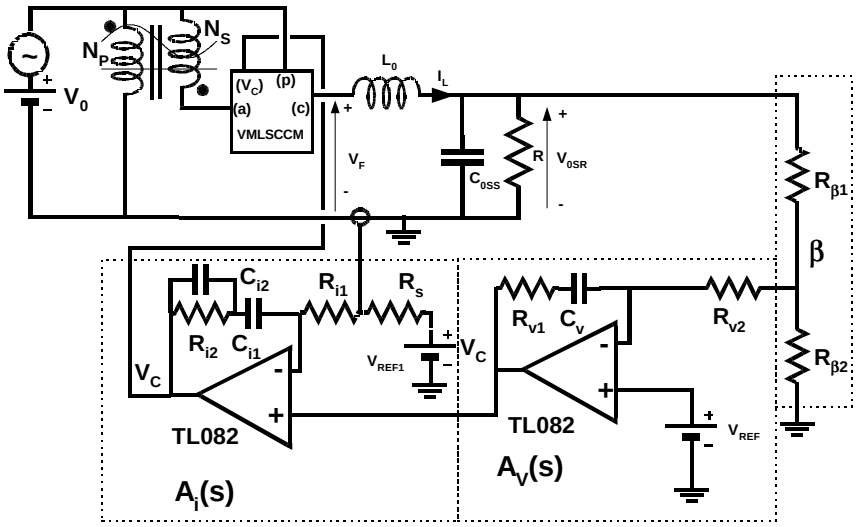


Figura 4.46. Modelo de gran señal del post-regulador conmutado serie Directo o Forward con el control de corriente promediada.

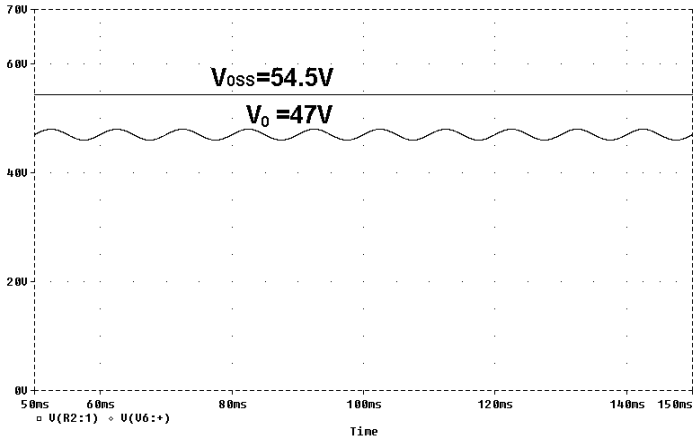


Figura 4.47. Formas de onda de la tensión de entrada V_0 y de la tensión de salida V_{0SS} obtenidas mediante simulación.

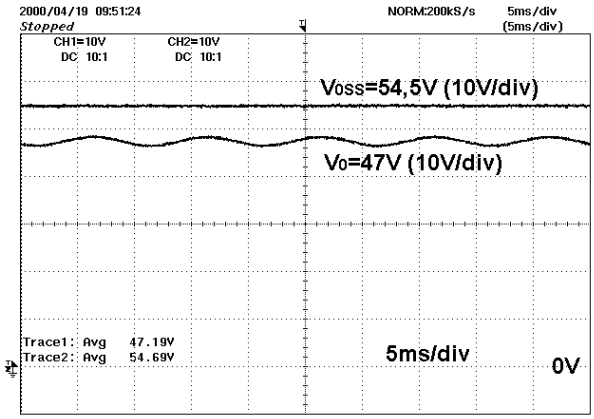


Figura 4.48. Formas de onda de la tensión de entrada V_0 y de la tensión de salida V_{0SS} obtenidas mediante ensayos experimentales.

4.2.2.2. Impedancia de salida.

La impedancia de salida $Z_{0SS}(s)$ del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* se va a obtener a partir del modelo de pequeña señal de la figura 4.49 con el control ACMC.

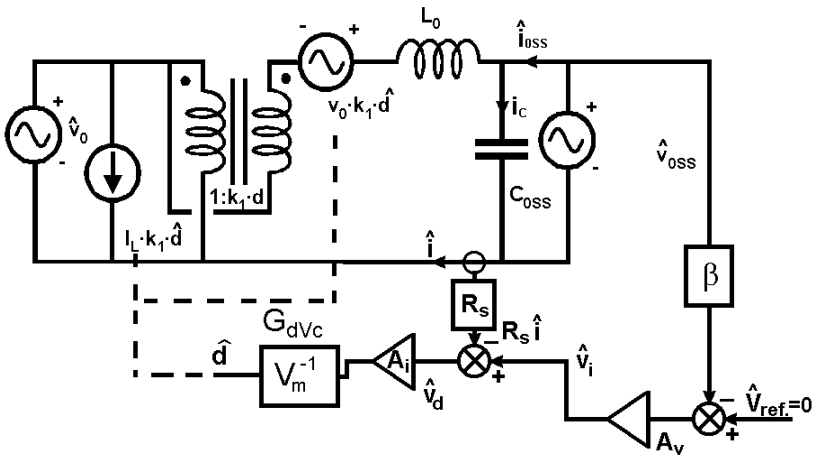


Figura 4.49. Modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Forward con el control ACMC.

Se define la impedancia de salida $Z_{0SS}(s)$ como el cociente entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SS}$ y la corriente $\hat{i}_{0SS}$ según la expresión indicada en la ecuación (4.64):

$$Z_{0SS}(s) = \left.\frac{\hat{v}_{0SS}}{\hat{i}_{0SS}}\right|_{\substack{\hat{v}_{ref} = 0 \\ \hat{v}_0 = 0}} \tag{4.64}$$

La corriente de salida $\hat{i}_{0SS}$, se puede expresar como la diferencia entre la corriente que circula por el condensador $\hat{i}_C$ y la corriente por la bobina $\hat{i}$, ecuación (4.65):

$$\hat{i}_{0SS} = \hat{i}_C - \hat{i} \tag{4.65}$$

Por otra parte, la corriente por el condensador $\hat{i}_C$ se puede poner en función de la tensión de salida $\hat{v}_{0SS}$, ecuación (4.66).

$$\hat{i}_C = \hat{v}_{0SS} \cdot s \cdot C_{0SS} \tag{4.66}$$

La corriente por la bobina $\hat{i}$ es a su vez función de la variación del ciclo de trabajo $\hat{d}$ y de la tensión de salida $\hat{v}_{0SS}$, como se observa en la ecuación (4.67).

$$\hat{i} = \frac{V_0 \cdot k_1 \cdot \hat{d} - \hat{v}_{0SS}}{s \cdot L_0} \tag{4.67}$$

Por ultimo, el ciclo de trabajo $\hat{d}$ se puede poner como función de la corriente por la bobina $\hat{i}$ y de la tensión de salida $\hat{v}_{0SS}$ a través de los dos lazos de control, como se indica en la ecuación (4.68).

$$\hat{d} = \frac{A_i(s)}{V_m} \cdot \left(-R_S \cdot \hat{i} - A_V(s) \cdot \beta \cdot \hat{v}_{0SS}\right) \tag{4.68}$$

A partir de las ecuaciones (4.65) a (4.68) se obtiene la impedancia de salida del convertidor, ecuación (4.69).

$$Z_{0SS}(s) = \frac{1}{s \cdot C_{0SS} + \dfrac{1 + \dfrac{R_{eq}(s) \cdot A_V(s) \cdot \beta}{R_S}}{\left(1 + \dfrac{s \cdot L_0}{R_{eq}(s)}\right) \cdot R_{eq}(s)}} \tag{4.69}$$

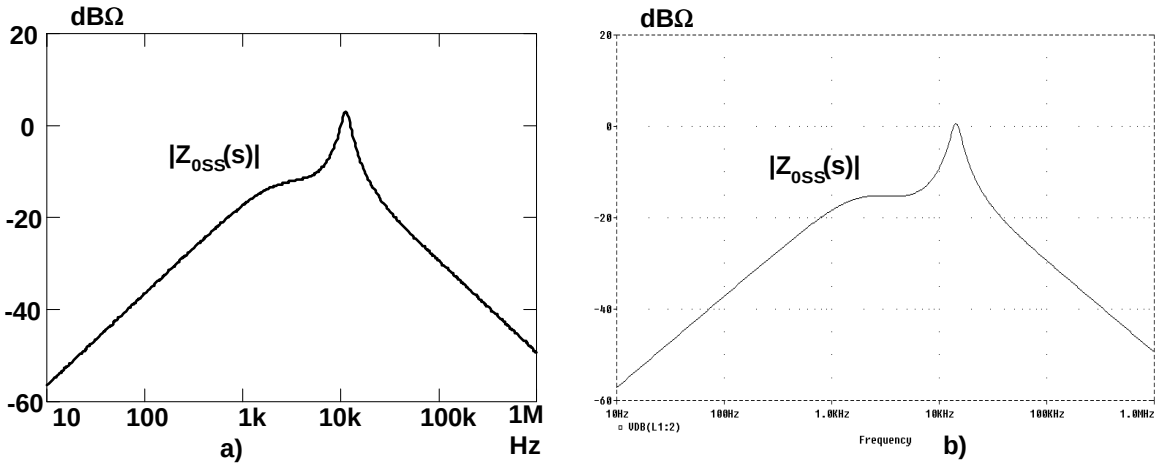


Figura 4.50. Impedancia de salida del post-regulador conmutado serie Directo o Forward, $Z_{0SS}(s)$,obtenido mediante a) el modelo de pequeña señal y b) la simulación del modelo de gran señal

.

El diagrama de Bode de la impedancia de salida del convertidor obtenido a partir de la ecuación (4.69) se muestra en la figura 4.50a, y el obtenido mediante la simulación del modelo de gran señal del convertidor en la figura 4.50b. En ambos casos el resultado que se ha obtenido ha sido el mismo.

4.2.2.3 Análisis de la audio-susceptibilidad.

Para obtener la audio-susceptibilidad entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SS}$ y la tensión de entrada $\hat{v}_0$, es necesario considerar que en la figura 4.31a la tensión de control v_i va a permanecer constante, es decir, que $\hat{v}_i = 0$. En este caso el ciclo de trabajo se verá perturbado de forma indirecta debido al lazo de realimentación de corriente. Por lo tanto la tensión $\hat{v}_d$ se puede poner como función de la corriente $\hat{i}$ según expresa la ecuación (4.70).

$$\hat{v}_d = -A_i(s) \cdot R_S \cdot \hat{i} \tag{4.70}$$

A partir de las ecuaciones (4.43), (4.45), (4.47) y (4.70) se ha obtenido la función de transferencia que relaciona la corriente i y la tensión de entrada v_0, según se expresa en la ecuación (4.71).

$$G_{iv0}(s) = \left.\frac{\hat{i}}{\hat{v}_0}\right|_{\hat{v}_i = 0} = \frac{1 + k_1 \cdot D}{R_{eq}(s)} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{Z(s)}{R_{eq}(s)}} \tag{4.71}$$

En la ecuación (4.71) se puede utilizar la misma simplificación que dio como resultado la ecuación (4.51), obteniendose la siguiente ecuación:

$$G_{iv0}(s) = \left.\frac{\hat{i}}{\hat{v}_0}\right|_{\hat{v}_i = 0} = \frac{1 + k_1 \cdot D}{R_{eq}(s)} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{L_0 \cdot s}{R_{eqc}}} \tag{4.72}$$

De la ecuación (4.72) se puede deducir que $G_{iv0}(s)$ tiene un polo a la misma frecuencia que el lazo de corriente, $f_{p2}=R_{eqc}/(2\cdot\pi\cdot L_0)$. Por otra parte, a frecuencias por debajo de f_{p2}, $G_{iv0}(s)$ se puede aproximar por $G_{iv0}(s) \approx (1+k_1\cdot D)/R_{eq}(s)$, y como la resistencia equivalente tiene un polo en el origen y un cero en f_{ZAi} debido a $A_i(s)$, esta ecuación tendrá un cero en el origen y un polo en f_{ZAi} como se muestra en la figura 4.51a. En la figura 4.51b se ha representado la función de transferencia $G_{iv0}(s)$, obtenida mediante la simulación del modelo de gran señal.

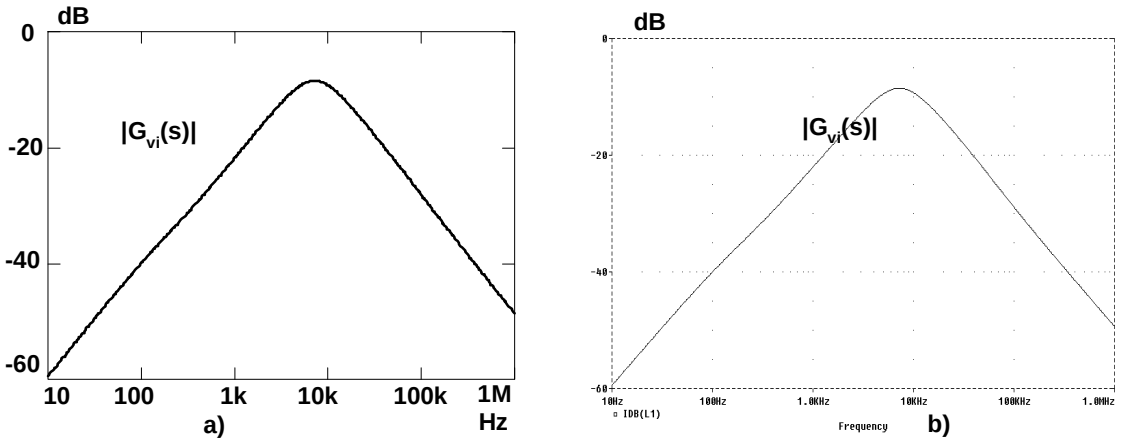


Figura 4.51. Diagrama de Bode de $G_{iV0}(s)$ obtenido mediante a) el modelo de pequeña señal y b) la simulación.

Debido a la presencia del cero en el origen, la ganancia de $G_{iv0}(s)$ disminuye cuando la frecuencia también disminuye, de forma que se obtiene una muy buena inmunidad a bajas frecuencias. Finalmente, la función de transferencia entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SS}$ y la tensión de entrada $\hat{v}_0$ se pueden obtener multiplicando $G_{iv0}(s)$ por la función de transferencia que se obtiene de la red RC de salida, obteniendose la ecuación siguiente:

$$G_{v0}(s) = \left.\frac{\hat{v}_{0SS}}{\hat{v}_0}\right|_{\hat{v}_i = 0} = \frac{1 + k_1 \cdot D}{R_{eq}(s)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z(s)}{R_{eq}(s)}} \cdot \frac{R}{1 + R \cdot C_{0SS} \cdot s} = \frac{1 + k_1 \cdot D}{R_{eq}(s)} \cdot G_{vi}(s) \cdot R_S \quad (4.73)$$

Aplicando a la ecuación (4.73) la simplificación utilizada en la ecuación (4.72) obtenemos la siguiente expresión:

$$G_{v0}(s) = \left.\frac{\hat{v}_{0SS}}{\hat{v}_0}\right|_{\hat{v}_i = 0} = \frac{1 + k_1 \cdot D}{R_{eq}(s)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_0 \cdot s}{R_{eqc}}} \cdot \frac{R}{1 + R \cdot C_{0SS} \cdot s} \quad (4.74)$$

De la ecuación (4.74) se puede deducir que esta función de transferencia tiene un cero en el en el origen y un polo en f_{ZAi} (ambos debidos al polo y cero de $A_i(s)$ respectivamente), y dos polos f_{p1} y f_{p2} a la misma frecuencia que $G_{vi}(s)$, como se observa en la figura 4.52a, en la que se han representado los diagramas de Bode de $G_{v0}(s)$ y $G_{vi}(s)$ respectivamente. En la figura 4.52b se ha representado el diagrama de Bode de la función de transferencia mencionada anteriormente obtenida mediante la simulación del modelo de gran señal del convertidor.

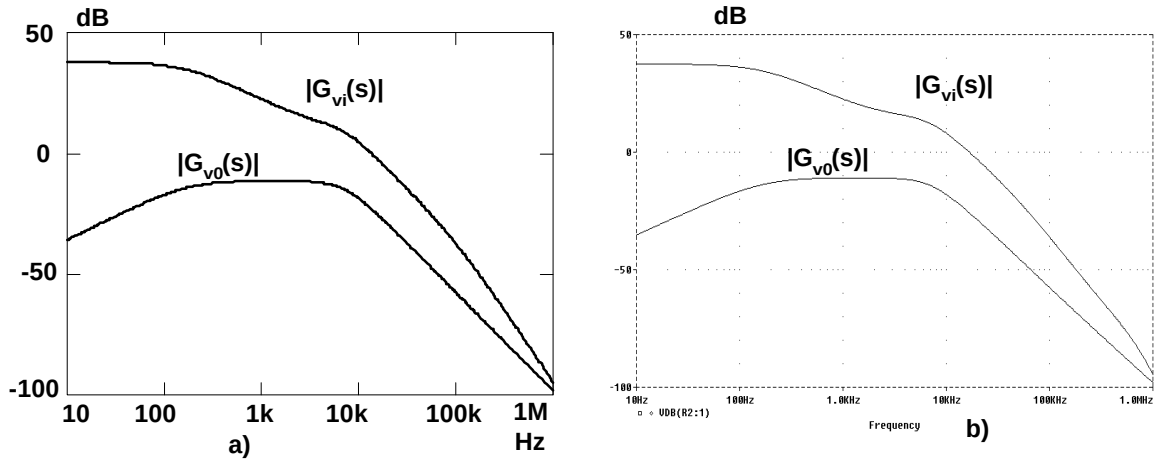


Figura 4.52. Diagramas de Bode $G_{V0}(s)$ y $G_{vi}(s)$ obtenidos mediante a) al modelo de pequeña señal y b) mediante simulación.

Otra forma de representar el modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Directo o*Forward* con el control ACMC es mediante el diagrama de bloques de la figura 4.53a. En dicha figura se puede observar que solamente aparece representado el lazo de tensión del convertidor, al estar incluido el lazo de corriente en el modelo desarrollado, es decir, en los bloques G_i y G_{iv0} de la figura. Para obtener el diagrama de bloques de la figura 4.53b solamente es necesario desplazar el bloque correspondiente a la red RC antes del sumador, de forma que las funciones de transferencia mencionadas anteriormente se convierten en G_{vi} y G_{v0} respectivamente.

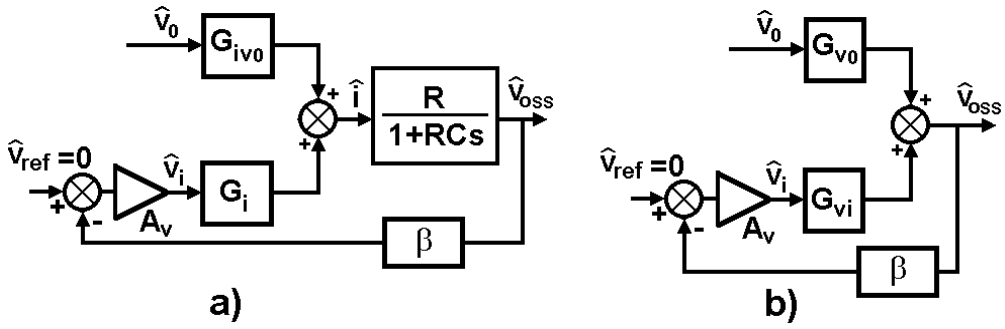


Figura 4.53.. Diagrama de bloques del Post-regulador conmutado serie Directo o Forward con ACMC. a) Diagrama básico. b) Diagrama modificado.

A partir del diagrama de bloques de la figura 4.53b y de las ecuaciones (4.56) y (4.78), se puede obtener la función de transferencia entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SS}$ y la tensión de entrada $\hat{v}_0$ para la tensión de referencia del lazo de tensión constante, $\hat{v}_{ref} = 0$, obteniendose de este modo la ecuación (4.75):

$$Au_{SS}(s) = \left.\frac{\hat{v}_{0SS}}{\hat{v}_0}\right|_{\hat{v}_{ref}=0} = G_{v0}(s)\cdot\frac{1}{1+\beta\cdot A_v(s)\cdot G_{vi}(s)} \tag{4.75}$$

A frecuencias por debajo de la frecuencia de corte del lazo de tensión, f_{ct}, la función de transferencia $Au_{SS}(s)$ o audio-susceptibilidad se puede expresar como indica la ecuación (4.81). Como se puede observar, dicha ecuación tienen un cero en el origen y un polo f_{ZAv}, procedentes del regulador de tensión $A_v(s)$ y que se añaden a los incluidos en $R_{eq}(s)$ procedentes de $A_i(s)$.

$$Au_{SS}(s) \approx G_{v0}(s)\cdot\frac{1}{\beta\cdot A_v(s)\cdot G_{vi}(s)} = \frac{1+k_1\cdot D}{R_{eq}(s)}\cdot R_S\cdot\frac{1}{\beta\cdot A_v(s)} \tag{4.76}$$

Todo esto hace que se obtengan atenuaciones a la frecuencia de red rectificada (100 Hz) de 75 dB, como se puede observar en la figura 4.54a.

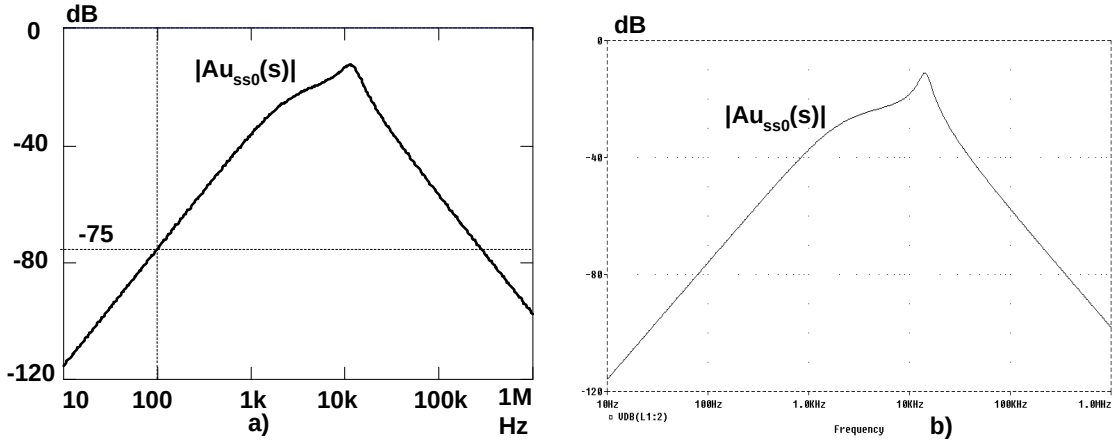


figura 4.54. Diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad, $Au_{SS0}(s)$, obtenida a) mediante el modelo de pequeña señal y b) mediante simulación.

En la figura 4.54b se ha representado la función de transferencia de $Au_{SS}(s)$ obtenida mediante la simulación del modelo de gran señal de la figura 4.46. Como se puede observar, tanto en la figura 4.51 como en la figura 4.54 el modelo de pequeña señal obtenido es una buena aproximación para realizar el diseño del convertidor. Por otra parte, se ha medido el rizado de la tensión de salida del convertidor para un valor del rizado de la tensión de entrada de $\hat{v}_0 = 1V$ de pico en el prototipo experimental y mediante la simulación temporal del modelo de gran señal de la figura 4.46. En la figura 4.55a se muestran los resultados obtenidos mediante los ensayos experimentales, y en la figura 4.55b los obtenidos mediante la simulación.

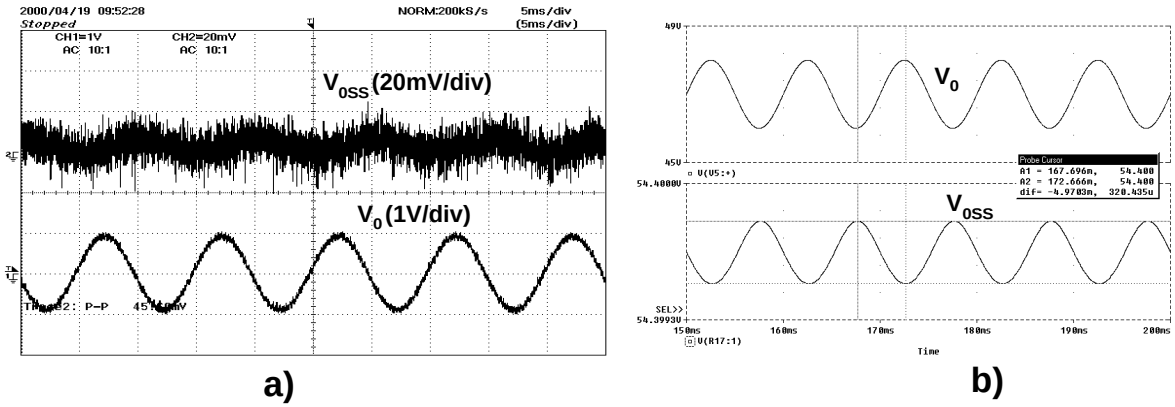


Figura 4.55. Rizado de la tensión de salida del post-regulador conmutado serie Forward obtenido a) mediante ensayo experimental y b) mediante simulación.

El valor del rizado de la tensión de salida se obtiene calculando el rizado para la tensión de entrada según la siguiente expresión $\hat{v}_{0SS} = \hat{v}_0 \cdot \left|Au_{SS}(f = 100)\right|$.

Con el valor definido anteriormente para la tensión de entrada el valor del rizado de tensión que se obtiene es de 177 μV de pico, en la simulación 160 μV y en el ensayo experimental de aproximadamente 3 mV. La medición del valor real de la tensión es dificultosa debido a que la amplitud de las tensiones a medir son muy pequeñas.

4.2.3 Aplicación del modo de control de corriente promediada al convertidor Elevador.

4.2.3.1 Análisis de la estabilidad de los lazos de control.

En la figura 4.56 se muestra el convertidor Elevador con el control ACMC. Como se

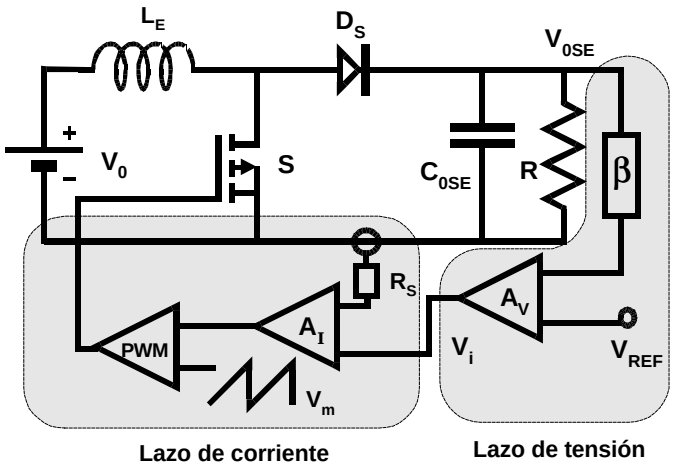


Figura 4.56. Convertidor con el control ACMC.

observa en la figura, de la misma forma que en los casos anteriormente estudiados, posee dos lazos de control, uno interno de corriente y otro externo de tensión. Para obtener el modelo de pequeña señal del convertidor con el control ACMC se ha utilizado el modelo de pequeña señal del Elevador obtenido en el capitulo 3, al cual se le han añadido los dos lazos de control, como se puede observar en la figura 4.57.

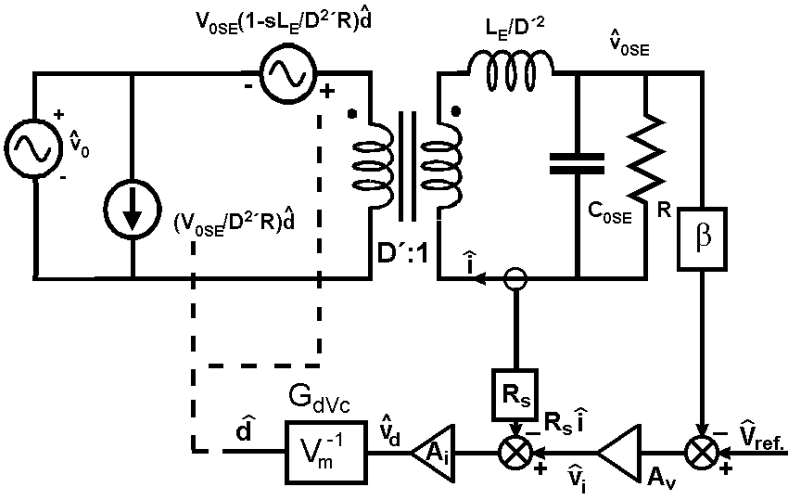


Figura 4.57. Modelo de pequeña señal del convertidor Elevador con el control de corriente promediada.

Para obtener la función de transferencia entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SE}$ y la tensión de control $\hat{v}_i$ o, la corriente inyectada a la red RC $\hat{i}$ y la tensión de control $\hat{v}_i$ es necesario considerar que la perturbación introducida en la tensión de entrada van a ser nula, es decir, $\hat{v}_0 = 0$.

Del modelo de pequeña señal de la figura 4.57 podemos obtener el valor de la corriente inyectada a la red RC $\hat{i}$ en función del ciclo de trabajo $\hat{d}$. Considerando que $V_{0SE}=V_0/D'$, obtenemos la ecuación (4.77).

$$\begin{aligned}\hat{i} &= \frac{V_{0SE}}{R\cdot D'}\cdot\left(1-\frac{s\cdot L_E}{D'^2\cdot R}\right)\cdot\frac{1+s\cdot R\cdot C_{0SE}}{1+s\cdot\frac{L_E}{R\cdot D'^2}+s^2\cdot\frac{L_E\cdot C_{0SE}}{D'^2}}\cdot\hat{d}\\ &= \frac{V_0}{R\cdot D'^2}\cdot\left(1-\frac{s\cdot L_E}{D'^2\cdot R}\right)\cdot\frac{1+s\cdot R\cdot C_{0SE}}{1+s\cdot\frac{L_E}{R\cdot D'^2}+s^2\cdot\frac{L_E\cdot C_{0SE}}{D'^2}}\cdot\hat{d}\end{aligned} \tag{4.77}$$

En donde D´=1-D, siendo D el ciclo de trabajo estático.

Por otra parte, el ciclo de trabajo $\hat{d}$ se puede poner como función de la tensión $\hat{v}_d$, que es la tensión presente en la entrada del circuito generador de señal PWM, que a su vez es función de la corriente inyectada a la red RC, $\hat{i}$,y de la tensión de control $\hat{v}_i$.

$$\hat{d} = \frac{\hat{v}_d}{V_m} = \frac{\left(\hat{v}_i - R_S \cdot \hat{i}\right) \cdot A_i(s)}{V_m} \tag{4.78}$$

A partir de las ecuaciones (4.77) y (4.78) obtenemos la función de transferencia $G_i(s) \equiv \hat{i} / \hat{v}_i$, que representa la relación entre la corriente inyectada a la red RC y la tensión de referencia del lazo de corriente, de forma que obtenemos la ecuación (4.79).

$$G_i(s) = \frac{1}{R_S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z(s)}{R_{eq}(s)}} \tag{4.79}$$

en donde $R_{eq}(s)$ es:

$$R_{eq}(s) = \frac{V_0 \cdot R_S \cdot A_i(s)}{D'^2 \cdot 2 \cdot V_m} \tag{4.80}$$

y Z(s) es:

$$Z(s) = R \cdot \frac{1 + s \cdot \frac{L_E}{R \cdot D'^2} + s^2 \cdot \frac{L_E \cdot C_{0SE}}{D'^2}}{\left(1 - \frac{s \cdot L_E}{D'^2 \cdot R}\right) \cdot \left(1 + s \cdot R \cdot C_{0SE}\right)} \tag{4.81}$$

En la figura 4.58 se han representado los diagramas de Bode de la impedancia Z(s) y de la resistencia equivalente $R_{eq}(s)$. Como se puede observar en la expresión (4.81), la impedancia Z(s) tiene un polo en el semiplano positivo, cuya posición varia en función de la carga. El valor mínimo de la frecuencia de dicho polo se obtiene cuando la carga es máxima, es decir cuando R es mínima. La aparición de este polo dificulta de alguna forma la compensación del lazo, a la vez que limita el ancho de banda del lazo a la mitad o cuarta parte de la frecuencia de dicho polo con el fin de obtener un margen de fase adecuado. Por lo tanto, en este convertidor el ancho de banda será menor que en los otros post-reguladores. Una vez que se cierra el lazo de corriente, dicho polo no aparece en el lazo externo por lo que la compensación de dicho lazo es más simple.

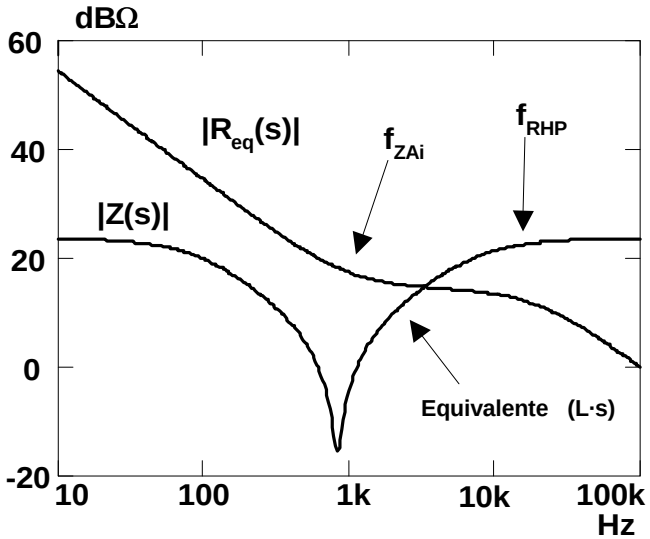


Figura 4.58. Diagrama de Bode de la impedancia Z(s) y de la resistencia equivalente $R_{eq}(s)$.

Como se puede observar en la figura 4.58, la resistencia equivalente $R_{eq}(s)$ posee un polo en el origen y un cero f_{ZAi} procedente del regulador de corriente $A_i(s)$. El polo en el origen aumenta la ganancia $A_i(s)$ a bajas frecuencias y por tanto mejora el comportamiento del convertidor en continua, haciendo que el error en régimen permanente sea nulo.

Al igual que en los casos anteriores, diseñamos de tal forma que el punto de corte entre la resistencia equivalente y la impedancia Z(s) se produzca en la zona en la que Z(s) tiene un equivalente inductivo y a una frecuencia inferior a la del del polo en el semiplano positivo f_{RHP}. A tales frecuencias se puede considerar que la ganancia del amplificador de error del lazo de corriente tiene un valor constante, $A_i(s)=A_{ic}$, y la resistencia equivalente un valor también constante $R_{eq}(s)=R_{eqc}$, siendo la expresión de R_{eqc} la expresada en la ecuación (4.82).

$$R_{eqc} = \frac{V_0 \cdot R_S \cdot A_{ic}}{D'^2 \cdot 2 \cdot V_m} \qquad (4.82)$$

En dicho punto obtendríamos en principio la frecuencia de corte del lazo de corriente, f_c. Esta frecuencia de corte se debe situar $f_{RHP}/4 \leq f_c \leq f_{RHP}/2$ [10] con el fin de tener suficiente margen de fase para que el lazo de corriente sea estable para el valor mínimo de f_{RHP}. La frecuencia del polo en el semiplano positivo se puede obtener de la ecuación (4.83), y tiene su valor mínimo cuando R es mínima, es decir con la máxima carga.

$$f_{RHP} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R}} \tag{4.83}$$

A bajas frecuencias, Z(s) disminuye, al menos en la zona de equivalente inductivo (L·s) de la impedancia y $R_{eq}(s)$ aumenta por debajo del cero f_{ZAi}. Si hacemos que $f_{ZAi} \approx f_c/2$ como valor límite [10], Req(s)>>Z(s) en todo el rango de frecuencias por debajo de la frecuencia de corte f_C, y por tanto la ecuación (4.87) quedará como $G_i(s) \approx 1/R_S$ sin que $A_i(s)$ y Z(s) tengan apenas efecto sobre dicha función de transferencia salvo una pequeña reducción del margen de fase. Teniendo en cuenta lo dicho anteriormente y sustituyendo Z(s) por $L_E \cdot s/D'^2$ y $R_{eq}(s)$ por R_{eqc}, y considerando también el efecto del polo f_{RHP}, la ecuación (4.79) se transformaría en la ecuación (4.84).

$$G_i(s) = \frac{1}{R_S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_E \cdot s}{D'^2 \cdot R_{eqc}} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{s \cdot L_E}{D'^2 \cdot R}\right)}} \tag{4.84}$$

La frecuencia de cruce de $R_{eq}(s)$ y Z(s), f_C, se puede obtener a partir de la ecuación (4.84), eliminando el efecto del polo en el semiplano positivo f_{RHP} de Z(s). En este caso, no se puede decir, como en los post-reguladores anteriormente estudiados que el ancho de banda del lazo de corriente f_{p2} se puede aproximar al valor de la frecuencia f_C, ya que la presencia del polo f_{RHP} modifica la función de transferencia del lazo cerrado aumentando el ancho de banda. Este

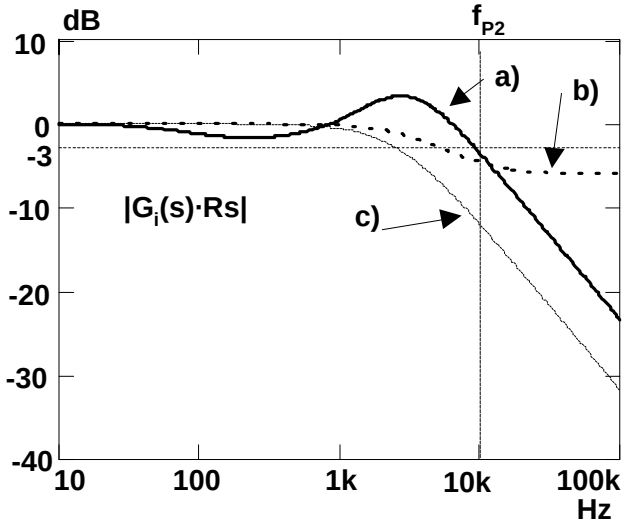


Figura 4.59. Diagrama de $G_i(s)$ a) sin la simplificación, b) con la simplificación anteriormente descrita y c) sin el polo f_{RHP} de Z(s)

efecto se observa en la figura 4.59, en la cual se ha representado $G_i(s)$ sin la simplificación, con la simplificación anteriormente descrita y sin el polo f_{RHP} de Z(s). La frecuencia de cruce vale:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R_{eqc}}} \tag{4.85}$$

Como se puede observar en la ecuación (4.85), la frecuencia de cruce de Z(s) y $R_{eq}(s)$ se modifica con el punto de funcionamiento del convertidor. El valor mínimo de dicha frecuencia se obtendrá para D´ mínimo, que se produce con la máxima carga (R mínima) y por tanto para D máximo.

Como en los otros post-reguladores, para obtener la función de transferencia entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SE}$ y la tensión de control $\hat{v}_i$, $G_{vi}(s)$, basta con multiplicar $G_i(s)$ por la función de transferencia del filtro RC de salida, de forma que obtenemos la siguiente expresión:

$$G_{vi}(s) = \frac{1}{R_S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z(s)}{R_{eq}(s)}} \cdot \frac{R}{1 + s \cdot R \cdot C_{0SE}} \tag{4.86}$$

En la figura 4.60 se ha representado el diagrama de Bode de $G_{vi}(s)$, de forma que se puede observar cómo el filtro RC ha añadido un polo f_{p1} de menor frecuencia al del lazo de corriente f_{p2}.

$$f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C_{0SE}} \tag{4.87}$$

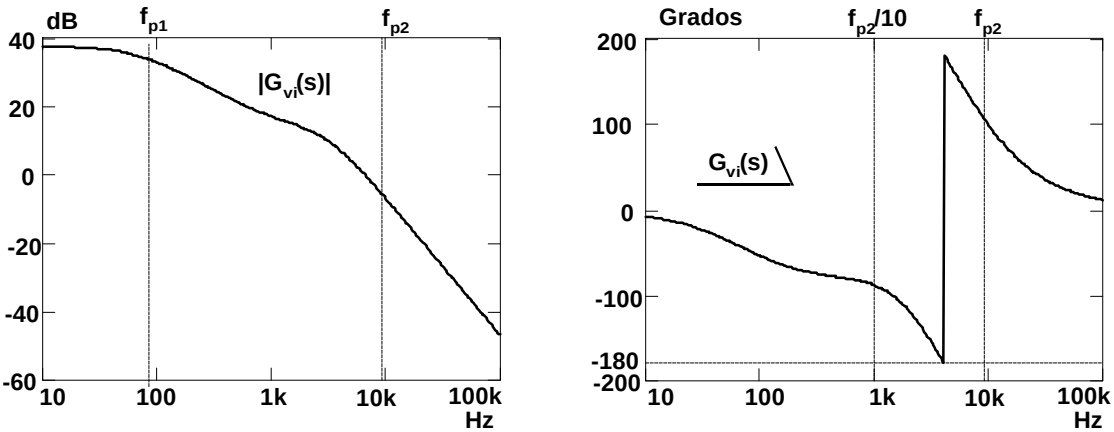


Figura 4.60. Diagrama de Bode de $G_{vi}(s)$.

Para obtener un buen margen de fase, en este post-regulador es necesario situar la frecuencia de corte del lazo de tensión f_{p1} un poco por debajo de la frecuencia de corte del lazo de corriente f_{p2}, como se puede observar en la figura 4.60.

En el post-regulador elevador, la corriente que se controla es el valor medio de la corriente que circula por el diodo, la cual está troceada como se muestra en la figura 4.61a. Para controlar dicha corriente, se toma la tensión en la resistencia sensora $V_{Rs}=i\cdot R_S$, figura 4.61b, que es proporcional a la corriente por el diodo, y se obtiene su valor medio mediante un integrador a la frecuencia de conmutación, figura 4.61c, obteniendose una tensión cuasi-triangular. El lazo de corriente realiza el control de esta tensión triangular. En el amplificador de error del lazo de corriente, $A_i(s)$, se realiza la integración de la corriente por el diodo mediante la adición de un polo en la función de transferencia de dicho amplificador, f_p. Además de dicho polo, el amplificador de error tendrá también el polo en el origen y el cero, f_{ZAi}, utilizados habitualmente para mejorar el comportamiento del lazo a bajas frecuencias. Para evitar problemas de inestabilidad, la ganancia del amplificador de error del lazo de corriente a la frecuencia de conmutación, $A_i(2\pi f_s)$, debe estar limitada a un valor máximo, para que la pendiente de subida de la forma de onda triangular obtenida anteriormente no exceda de la pendiente de la rampa del oscilador de la otra entrada del comparador PWM, como se observa en la figura 4.61b.

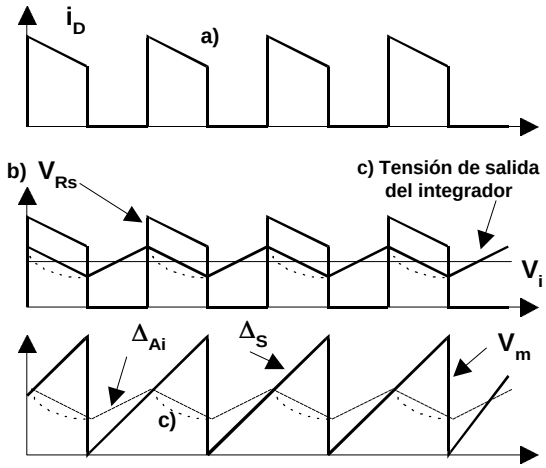


Figura 4.61. Formas de onda del control de corriente promediada en el diodo.

Para determinar la ganancia del amplificador de error $A_i(s)$ en primer lugar debemos conocer la frecuencia del polo f_{RHP} de Z(s), obtenido de la ecuación (4.88), y asignar a la frecuencia de corte de Z(s) y $R_{eq}(s)$ limitar a un valor, por ejemplo, $f_c = f_{RHP}/2$. Dicha frecuencia de corte es el ancho de banda del lazo de corriente, ecuación (4.84), cuando eliminamos el polo f_{RHP} de Z(s), como se observa en la figura 4.58, obteniendose la ecuación (4.88).

$$G_i(s) = \frac{1}{R_S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_E \cdot s}{D'^2 \cdot R_{eqc}}} \tag{4.88}$$

A la frecuencia de corte f_c, la ganancia de $|G_i(j2\pi f_c) \cdot R_S|$ tiene que ser $(1/\sqrt{2})$, de donde podemos obtener el valor de R_{eqc}:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{L_E \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c}{D'^2 \cdot R_{eqc}} \right)}} \tag{4.89}$$

De esta expresión se obtiene que:

$$R_{eqc} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot L_E}{D'^2} \tag{4.90}$$

A partir de las ecuaciones (4.82) y (4.90) podemos obtener el valor de A_{ic}:

$$A_{ic} = \frac{2 \cdot V_m \cdot D'^2 \cdot R_{eqc}}{R_S \cdot V_0} \tag{4.91}$$

Por último, debemos fijar el valor del cero f_{ZAi} a un valor por ejemplo a $f_{ZAi} = f_c/3$ para mantener un margen de fase aceptable.

Para cerrar el lazo de tensión se debe estudiar el comportamiento de la función de transferencia $H(s)=G_{vi}(s) \cdot \beta \cdot A_v(s)$, donde β es la ganancia de la red de muestreo y $A_v(s)$ es la ganancia del amplificador de error del lazo de tensión. En este post-regulador el ancho de banda del lazo de tensión quedará limitado a una frecuencia $f_{ct} = f_c/3$ con el fin de mantener un margen de fase lo suficientemente grande. Por lo tanto la ganancia, el polo en el origen y el cero f_{ZAv} se situaran de forma que se verifique esa situación. El cero f_{ZAv} deberá situarse lo más cerca de la frecuencia de corte, por ejemplo $f_{ZAv}=f_{ct}/2$, para mejorar el comportamiento del convertidor a bajas frecuencias (en concreto la audio-susceptibilidad como veremos mas adelante) sin modificar demasiado el margen de fase (MF). En la figura 4.62 se muestra un ejemplo del diagrama de Bode de $A_v(s)$ y de $H(s)$.

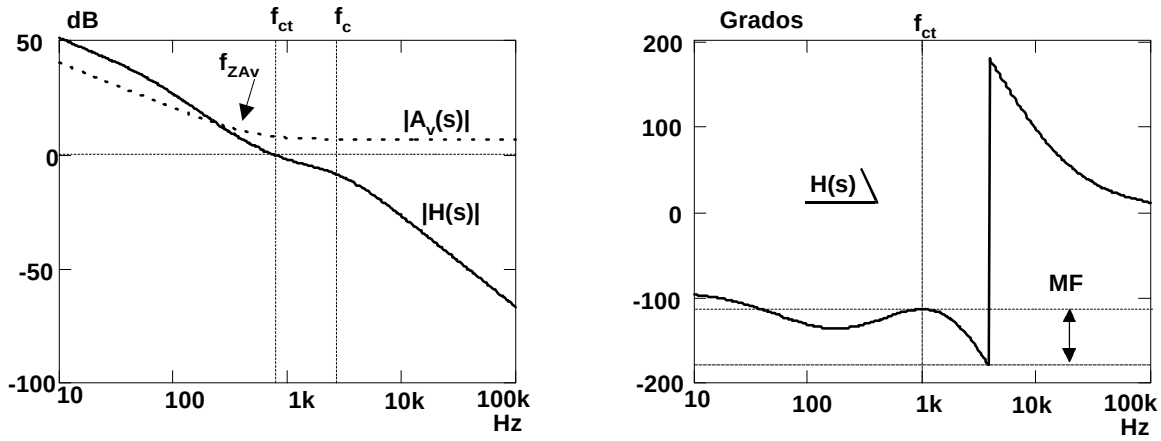


Figura 4.62. Diagrama de Bode $A_V(s)$ y de H(s).

4.2.3.1.1 Diseño de los lazos de control.

Para realizar el diseño de los lazos de control se van a utilizar los datos ya mencionados en los capítulos anteriores, y además los que a continuación se especifican:

- C_{0SE} = 119,2 μF
- R_s = 0,2 Ω

En la figura 4.63 se muestra el esquema del convertidor Elevador con el control modo corriente promediada. Como en los post-reguladores estudiados previamente, como amplificador de error del lazo de corriente, $A_i(s)$, se va a utilizar el amplificador operacional interno del circuito de control (UC3825), mientras que para el amplificador de error del lazo de

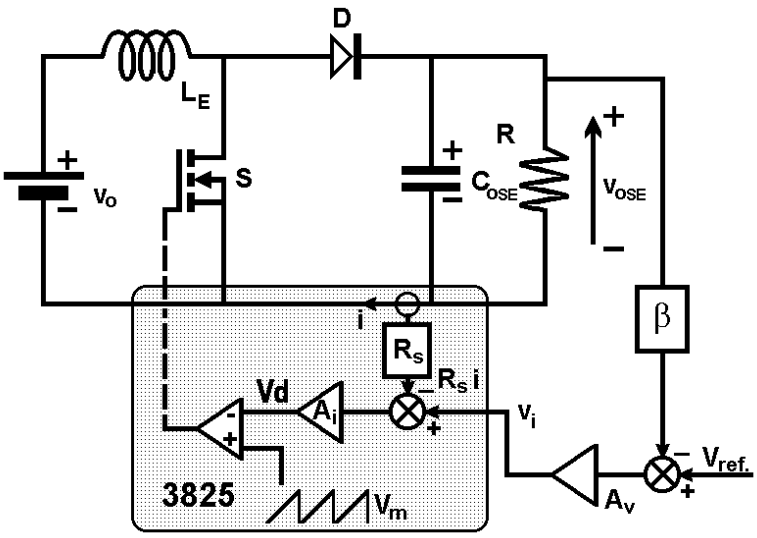


Figura 4.63. Post-regulador conmutado serie Elevador con el control modo corriente promediada.

tensión, $A_V(s)$, se va a utilizar un amplificador operacional externo, como se observa en la figura 4.63a.

Para limitar el ciclo de trabajo a un valor máximo de D=0,5 se ha usado solamente una salida del circuito de control, el cual posee dos salidas desfasadas 180º. Debido a esto, la frecuencia de conmutación queda dividida por dos respecto a la de la tensión triangular V_m, y el valor efectivo de la amplitud de la tensión triangular queda multiplicado por dos tanto en los análisis del modelo de pequeña señal como en las especificaciones del modelo de gran señal.

Diseño del lazo de corriente:

Como en los post-reguladores estudiados previamente, con el sensor de corriente, que está formado por los elementos indicados en el anexo 5, obtenemos una resistencia sensora R_S = 0,2 Ω. Se ha elegido dicho valor con el fin de limitar el valor máximo de la tensión en dicha resistencia para la máxima corriente de salida a un valor aproximado de 1V.

En primer lugar se calculará, la ganancia del amplificador de corriente A_{ic} para lo cual utilizaremos las ecuaciones (4.90) y (4.91), en donde f_c es la frecuencia de cruce deseada de Z(s) y $R_{eq}(s)$. Como frecuencia de corte elegimos $f_c = f_{RHP}/3$ siendo f_{RHP} = 7,8 kHz (a partir de la ecuación (4.83)), y por tanto f_c = 2,6 kHz. Conocido f_c podemos obtener el valor de R_{eqc} = 4.98 mediante la ecuación (4.90) y el valor de A_{ic} = 1,5 a partir de la ecuación (4.91).

A continuación se añade en $A_i(s)$ un polo en el origen y un cero en la frecuencia f_{ZAi} = 1 kHz. Por último, eligió como frecuencia del polo f_p = 13 kHz. Mediante este polo se consigue filtrar la forma de onda de la corriente y obtener una onda cuasi-triangular, como se comento anteriormente

En la figura 4.64a se han representado los diagramas de Bode Bode de $R_{eq}(s)$ y Z(s) con los valores previamente definidos. Como se observa en dicha figura, el corte entre $R_{eq}(s)$ y Z(s), se produce tal y como era deseable, en la zona de $R_{eq}(s)$ constante, y de comportamiento inductivo de Z(s). La ecuación (4.79) se puede expresar también según la ecuación (4.92).

$$G_i(s) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{\dfrac{R_{eq}(s)}{Z(s)}}{1 + \dfrac{R_{eq}(s)}{Z(s)}} \qquad (4.92)$$

En la figura 4.64 se ha representado también el cociente $R_{eq}(s)/Z(s)$. En dicha figura podemos observar que el margen de fase del lazo de corriente está en MF = 40º.

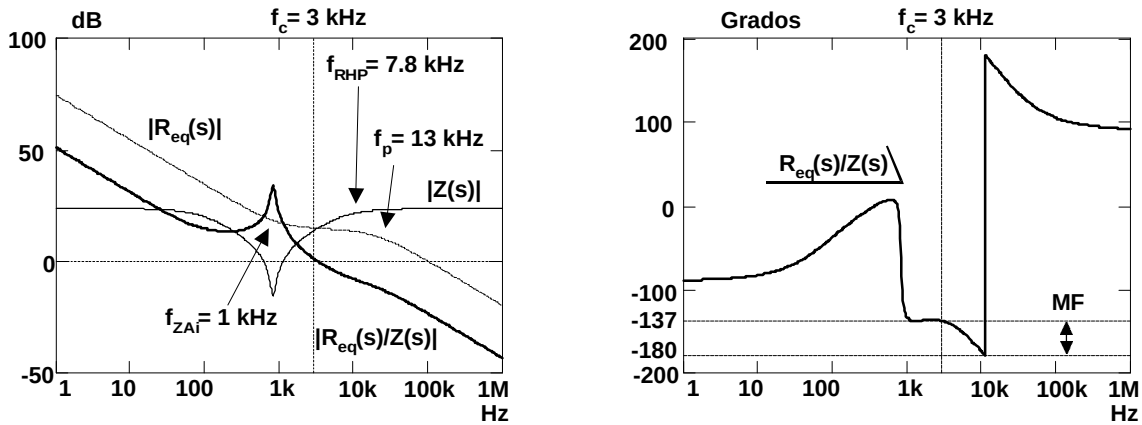


Figura 4.64. b) Diagrama de Bode de $R_{eq}(s)$ y Z(s). b) Diagrama de Bode de $R_{eq}(s)/Z(s)$.

Si en la impedancia Z(s) no existiera el polo f_{RHP}, el ancho de banda del lazo de corriente sería f_c, pero, dado que existe dicho polo, el ancho de banda es mayor, como se puede observar en la figura 4.65. En esta figura se han representado los diagramas de Bode del lazo de corriente, $G_i(s)\cdot R_S$, obtenidos a partir de las ecuaciones (4.79) sin la simplificación, (4.84) con la simplificación y (4.88) con la simplificación y sin el polo f_{RHP}. Como se puede observar en la figura el ancho de banda que se obtiene es de aproximadamente f_{p2} = 10 kHz. Por otra parte, el

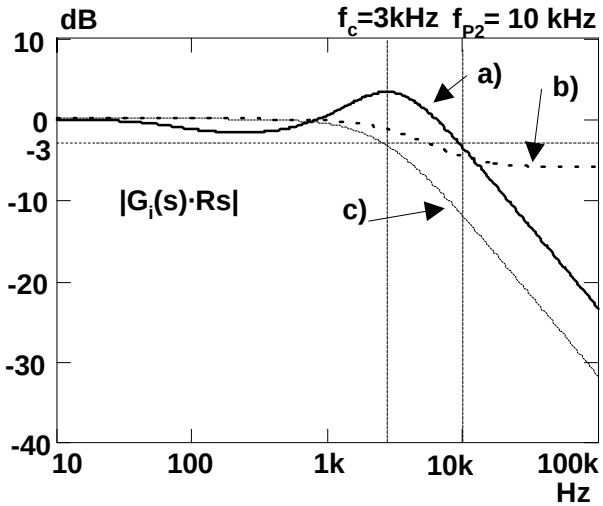


Figura 4.65. Diagrama de Bode de $G_i(s)\cdot R_S$ a) sin la simplificación, b)con la simplificación y c) con la simplificación y sin el polo f_{RHP}.

mismo diagrama de Bode se ha obtenido mediante ensayos experimentales y mediante la simulación del modelo de gran señal descrito en el capitulo 3 con el modo de control ACMC. Los diagramas de Bode obtenidos por estos procedimientos se muestran en la figura 4.66.

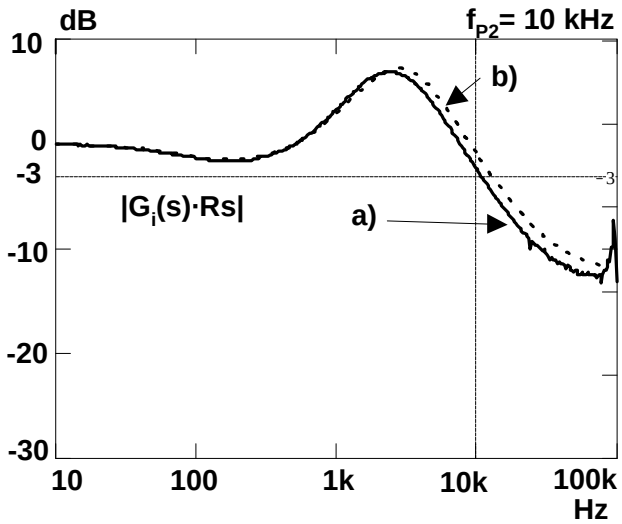


Figura 4.66. Diagrama de Bode de $G_i(s)\cdot R_S$ obtenido mediante a) experimentación y b) simulación.

Los diagramas de Bode de amplitud y fase de $G_i(s)\cdot R_S$ obtenidos previamente y representados en las figura 4.65 y 4.66 se muestran conjuntamente en la figura 4.67.

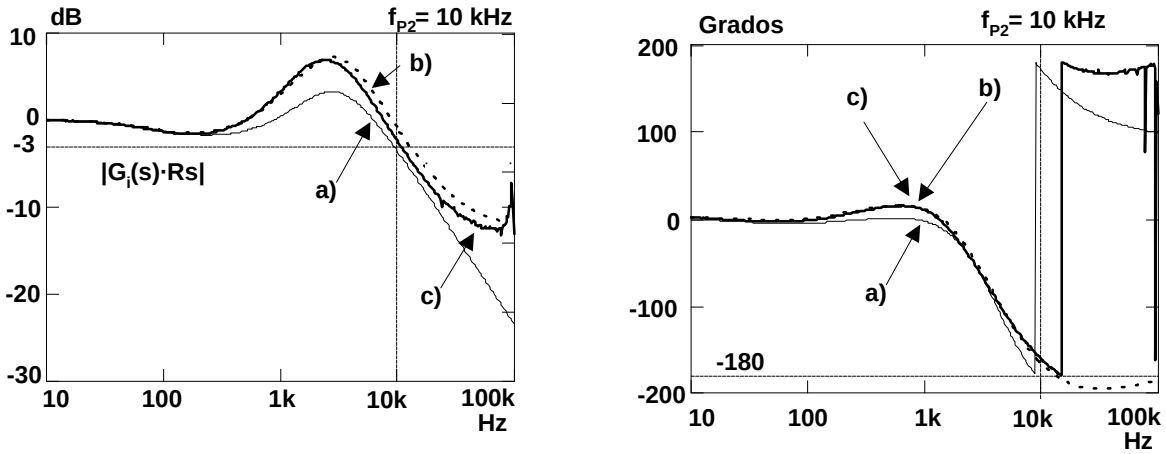


Figura 4.67. Diagramas de Bode de $G_i(s)\cdot R_S$ obtenidos mediante a) el modelo de pequeña señal, b) la experimentación y c) la simulación.

Diseño del lazo de tensión:

Para poder diseñar el lazo de tensión, es necesario conocer en primer lugar cómo va a ser la función de transferencia entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SE}$ y la tensión de control $\hat{v}_i$, $G_{vi}(s)$, obtenida en la ecuación (4.86). En la figura 4.68 se muestra el diagrama de Bode de amplitud y fase obtenido mediante el modelado de pequeña señal, ecuación (4.86), mediante la simulación del modelo de gran señal y el obtenido de los resultados experimentales. Como se puede

observar en la figura, los resultados obtenidos con modelos de pequeña y gran señal son suficientemente precisos respecto a los valores experimentales .

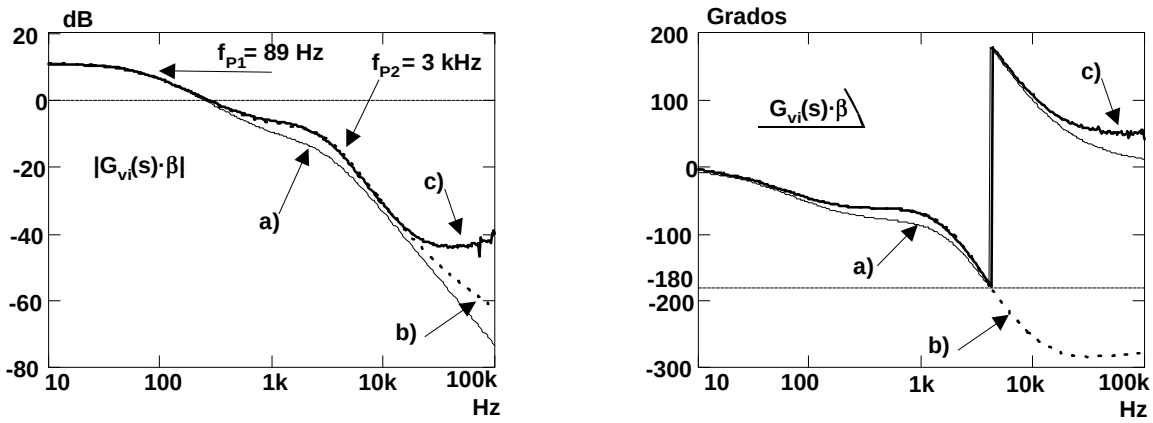


Figura 4.68. Diagrama de Bode de $G_{vi}(s)$ obtenido mediante a) el modelo de pequeña señal, b) la simulación y c) el ensayo experimental.

Para realizar el diseño del lazo de tensión es necesario estudiar la función de transferencia $H(s)=G_{vi}(s)\cdot\beta\cdot A_v(s)$, dado que al formar parte de la ganancia en bucle cerrado del lazo de tensión, $G_v(s) \equiv \hat{v}_{0SE} / \hat{v}_{ref}$ según la ecuación (4.93), determina la estabilidad del lazo.

$$G_v(s) = \frac{G_{vi}(s)\cdot A_v(s)}{1+G_{vi}(s)\cdot\beta\cdot A_v(s)} \tag{4.93}$$

en donde

$$A_v(s) = A_{vc}\cdot\left(1+\frac{1}{\frac{s}{2\cdot\pi\cdot f_{ZAv}}}\right) \tag{4.94}$$

y β es la ganancia de la red de realimentación.

La configuración que se va a utilizar para el amplificador de error del lazo de tensión $A_v(s)$ es la que se muestra en el anexo 6, la cual posee un polo en el origen y un cero f_{ZAv} a partir del cual la ganancia permanece constante A_{vc}, siendo la expresión que define $A_v(s)$ la mostrada en la ecuación (4.94).

Con los valores asignados en el anexo 6 obtenemos el diagrama de Bode de $A_v(s)$ que se muestra en la figura 4.69, en donde A_{vc} = 2,16 y f_{ZAv} = 500 Hz.

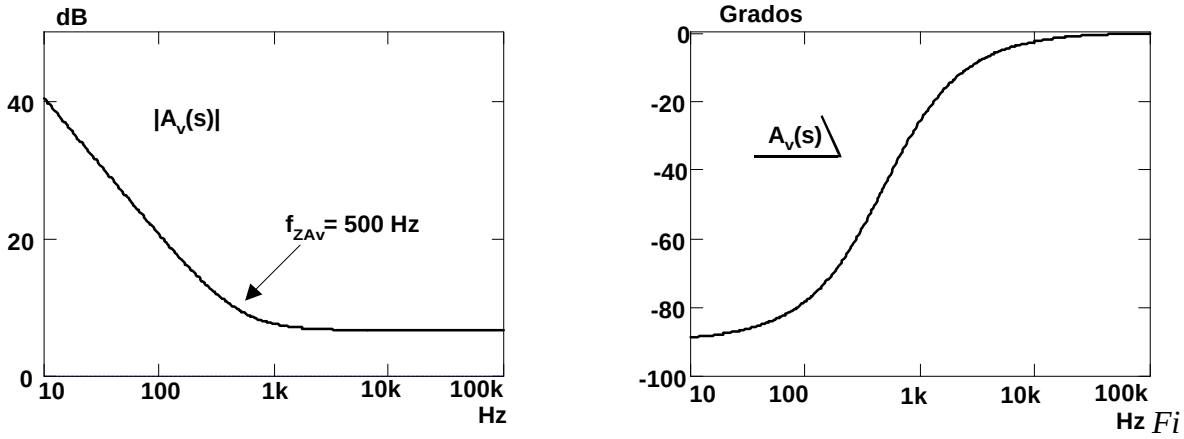


Figura 4.69. Diagrama de Bode de $A_V(s)$.

Con estos valores, el diagrama de Bode de ganancia y fase de H(s) se ha representado en la figura 4.70. Como se puede observar en dicha figura el ancho de banda que se obtiene es de 0,8 kHz con un margen de fase de MF = 65º.

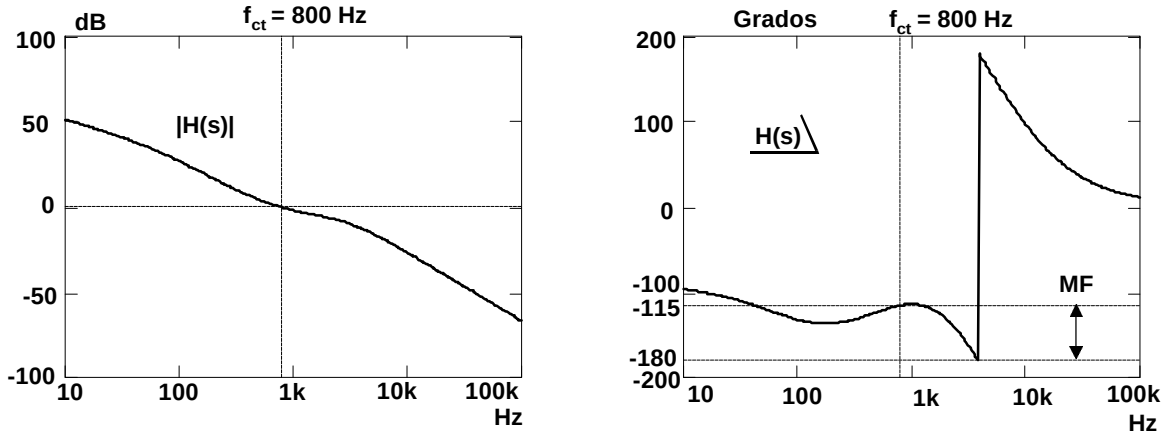


Figura 4.70. Diagrama de Bode de H(s) obtenido mediante el modelo de pequeña señal.

El diagrama de Bode del lazo de tensión H(s) de la figura 4.71 se ha obtenido también mediante la simulación del modelo de gran señal del convertidor con el modo de control ACMC que se muestra en la figura 4.65. Como se puede observar en las figuras 4.70 y 4.71 los resultados que se han obtenido han sido muy similares.

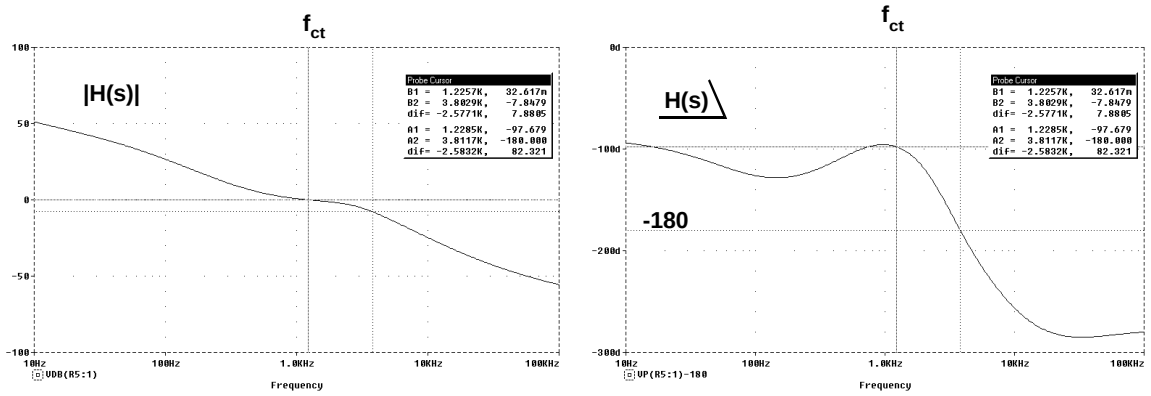


Figura 4.71. Diagrama de Bode de H(s) obtenido mediante simulación.

Para comprobar la estabilidad del diseño, se ha simulado el modelo de gran señal del convertidor con los dos lazos de control implementados, figura 4.72, y se han obtenido las formas de onda de la tensión de entrada v_0 y de la tensión de salida v_{0SE}, pudiendose comprobar que el convertidor es estable, como se muestra en la figura 4.73.

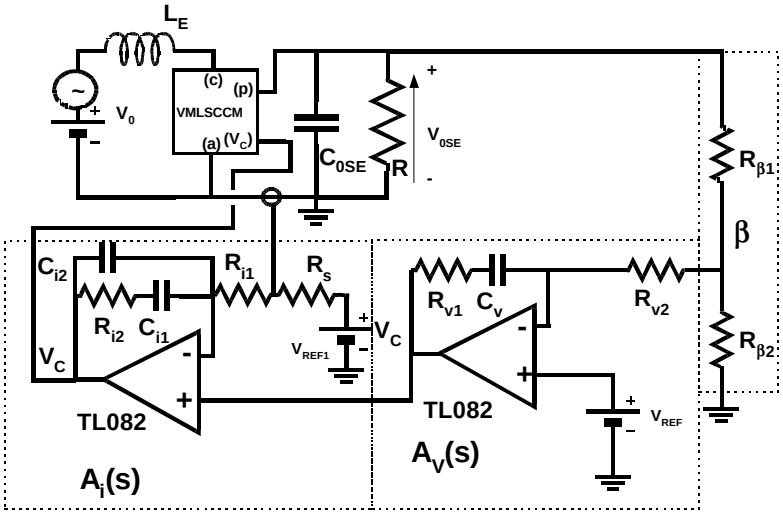


Figura 4.72. Modelo de gran señal del post-regulador conmutado serie Elevador con el control de corriente promediada.

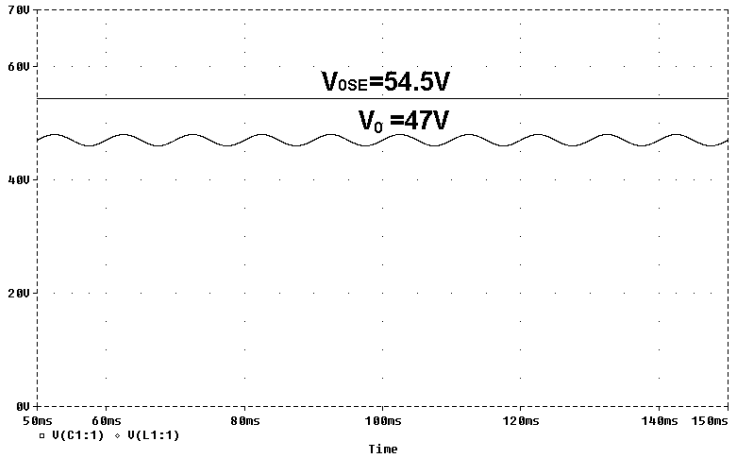


Figura 4.73. Formas de onda de la tensión de entrada V_0 y de la tensión de salida V_{0SE} obtenidas mediante simulación.

De la misma forma se han realizado ensayos experimentales en el convertidor con el control de corriente promediada y se ha comprobado que el convertidor es estable como puede observarse en la figura 4.74, en donde se muestran v_0 y v_{0SE}.

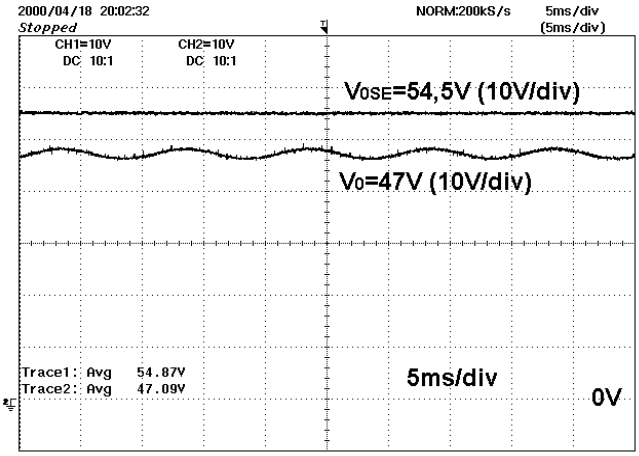


Figura 4.74 Formas de onda de la tensión de entrada V_0 y de la tensión de salida V_{0SE} obtenidas mediante experimentación.

4.2.3.2 Impedancia de salida.

La impedancia de salida $Z_{0SE}(s)$ del post-regulador conmutado serie Elevador se va a obtener a partir del modelo de pequeña señal de la figura 4.75 con el control ACMC.

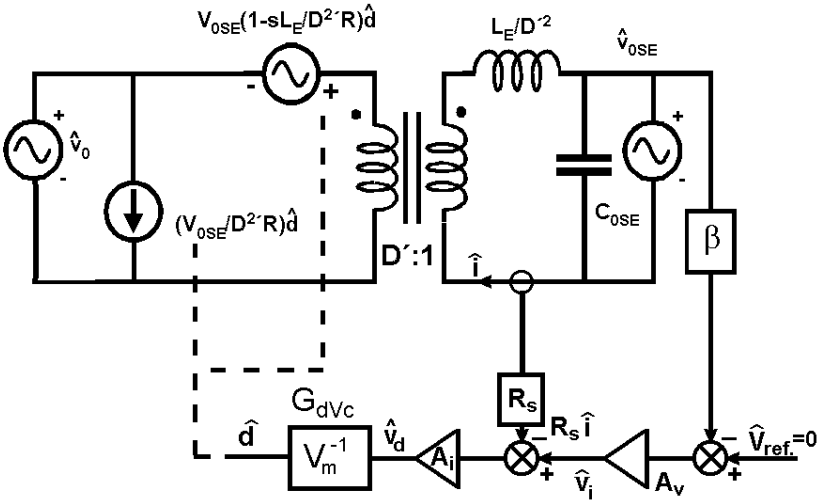


Figura 4.75. Modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Elevador con el control ACMC.

Se define la impedancia de salida $Z_{0SE}(s)$ como el cociente entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SE}$ y la corriente $\hat{i}_{0SE}$ según la expresión indicada en la ecuación (4.95).

$$Z_{0SE}(s) = \left.\frac{\hat{v}_{0SE}}{\hat{i}_{0SE}}\right|_{\substack{\hat{v}_{ref} = 0 \\ \hat{v}_0 = 0}} \tag{4.95}$$

A partir de la figura 4.75 podemos obtener la corriente de salida $\hat{i}_{0SE}$ como la diferencia entre la corriente que circula por el condensador $\hat{i}_C$ y la corriente inyectada a la red RC $\hat{i}$, ecuación (4.96).

$$\hat{i}_{0SE} = \hat{i}_C - \hat{i} \tag{4.96}$$

Por otra parte, la corriente por el condensador $\hat{i}_C$ se puede poner como función de la tensión de salida $\hat{v}_{0SE}$, ecuación (4.97):

$$\hat{i}_C = \hat{v}_{0SE} \cdot s \cdot C_{0SE} \tag{4.97}$$

La corriente inyectada a la red RC, $\hat{i}$, es función del ciclo de trabajo $\hat{d}$ y de la tensión de salida $\hat{v}_{0SE}$, como se expresa en la ecuación (4.98).

$$\hat{i} = \frac{\frac{V_{0SE}}{D'} \cdot \left(1 - s\frac{L_E}{D'^2 \cdot R}\right) \cdot \hat{d} - \hat{v}_{0SE}}{s \cdot \frac{L_E}{D'^2}} \tag{4.98}$$

Por último, el ciclo de trabajo $\hat{d}$ se puede poner como función de la corriente inyectada a la red RC, $\hat{i}$, y de la tensión de salida, $\hat{v}_{0SE}$, a través de los lazos de control como se indica en la ecuación (4.99).

$$\hat{d} = \frac{A_i(s)}{V_m} \cdot \left(-R_S \cdot \hat{i} - A_V(s) \cdot \beta \cdot \hat{v}_{0SE}\right) \tag{4.99}$$

A partir de las ecuaciones (4.96) a (4.99) se obtiene la impedancia de salida del convertidor, ecuación (4.100).

$$Z_{0SE}(s) = \frac{1}{s \cdot C_{0SE} + \dfrac{1 + \dfrac{R_{eq}(s) \cdot \left(1 - s\frac{L_E}{D'^2 \cdot R}\right) \cdot A_V(s) \cdot \beta}{R_S}}{\left(1 + \dfrac{s \cdot L_E}{R_{eq}(s) \cdot \left(1 - s\frac{L_E}{D'^2 \cdot R}\right)}\right) \cdot R_{eq}(s) \cdot \left(1 - s\frac{L_E}{D'^2 \cdot R}\right)}} \tag{4.100}$$

Como se puede observar en la ecuación (4.100) la impedancia de salida depende en parte del punto de funcionamiento del convertidor, es decir, depende de R y de D, lo que no ocurría en los otros post-reguladores. Esta dependencia es consecuencia de la presencia del polo f_{RHP} que aparece en Z(s). El diagrama de Bode de la impedancia de salida del convertidor obtenido a partir de la ecuación (4.100) se muestra en la figura 4.76a y el obtenido mediante la simulación del modelo de gran señal del convertidor en al figura 4.76b. En ambos casos el resultado obtenido ha sido muy similar.

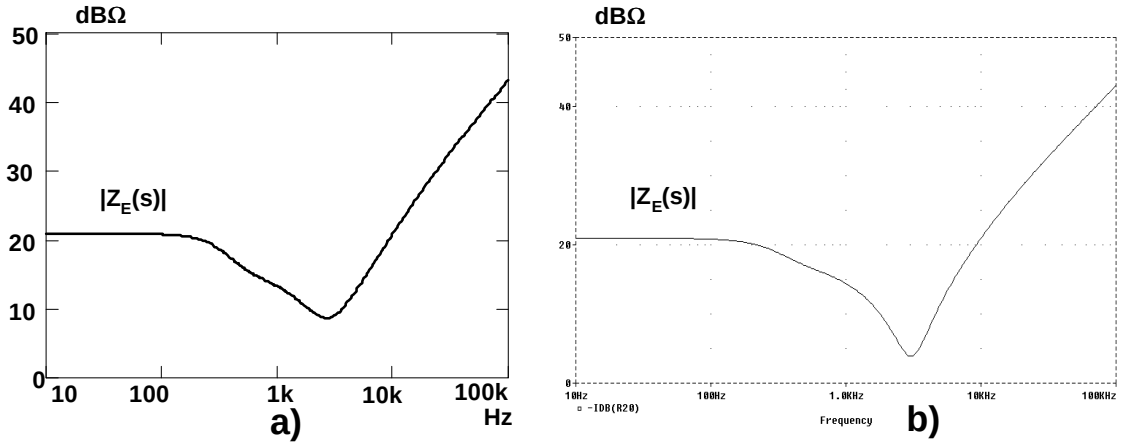


Figura 4.76. Diagrama de Bode de $Z_{0SE}(s)$ obtenido a) mediante el modelo de pequeña señal y b) mediante simulación.

4.2.3.3 Análisis de la audio-susceptibilidad.

Para obtener la audio-susceptibilidad entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SE}$ y la tensión de entrada $\hat{v}_0$ del post-regulador con el control ACMC, es necesario considerar que en la figura 4.57a la tensión de control v_i va a permanecer constante, es decir, que $\hat{v}_i = 0$. En este caso el ciclo de trabajo se verá perturbado de forma indirecta debido al lazo de realimentación de corriente. Por lo tanto, el ciclo de trabajo $\hat{d}$ se puede poner como función de la corriente $\hat{i}$ a partir de la ecuación (4.86) haciendo $\hat{v}_i = 0$ según queda expresado en la ecuación (4.101).

$$\hat{d} = \frac{-A_i(s) \cdot R_S \cdot \hat{i}}{V_m} \tag{4.101}$$

Por otra parte, la corriente inyectada a la red RC, ecuación (4.103), se puede calcular como suma de un primer término que es función del ciclo de trabajo $\hat{d}$, ecuación (4.77), considerando que la tensión de entrada v_0 es constante, y de un segundo término que es función de la tensión de entrada $\hat{v}_0$, ecuación (4.102), considerando el ciclo de trabajo d constante, obtenida a partir de modelo de pequeña señal de la figura 4.57.

$$\hat{i} = \frac{\hat{v}_0}{R \cdot D'} \cdot \frac{1 + s \cdot R \cdot C_{0SE}}{1 + s \cdot \frac{L_E}{R \cdot D'^2} + s^2 \cdot \frac{L_E \cdot C_{0SE}}{D'^2}} \tag{4.102}$$

$$\hat{i} = \left[\frac{\hat{v}_0}{D'} + \frac{V_0}{D'^2} \cdot \left(1 - s \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} \right) \cdot \hat{d} \right] \cdot \frac{1}{R} \frac{1 + s \cdot R \cdot C_{0SE}}{1 + s \cdot \frac{L_E}{R \cdot D'^2} + s^2 \cdot \frac{L_E \cdot C_{0SE}}{D'^2}} \tag{4.103}$$

A partir de las ecuaciones (4.101) y (4.103) obtenemos la función de transferencia que relaciona la corriente $\hat{i}$ con la tensión de entrada $\hat{v}_0$. De esta forma se ha obtenido la ecuación (4.104).

$$G_{iv0}(s) = \left. \frac{\hat{i}}{\hat{v}_0} \right|_{\hat{v}_i = 0} = \frac{1}{D'} \cdot \frac{1}{R_{eq}(s)} \cdot \frac{1}{\left(1 - s \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} \right)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z(s)}{R_{eq}(s)}} \tag{4.104}$$

En la ecuación (4.104) se puede deducir que $G_{iv0}(s)$ tiene el mismo comportamiento a altas frecuencias que $G_i(s)$ con el añadido del polo f_{RHP}. Por otra parte, a bajas frecuencias $G_{iv0}(s)$ se puede aproximar por $G_{iv0}(s) \approx 1/[D' \cdot R_{eq}(s)]$, y como la resistencia equivalente tiene un polo en el origen y un cero en f_{ZAi} debido a $A_i(s)$, esta ecuación tendrá un cero en el origen y un polo en f_{ZAi} como se muestra en la figura 4.77a. En la figura 4.77b se ha representado la función de transferencia $G_{iv0}(s)$ obtenida mediante la simulación del modelo de gran señal.

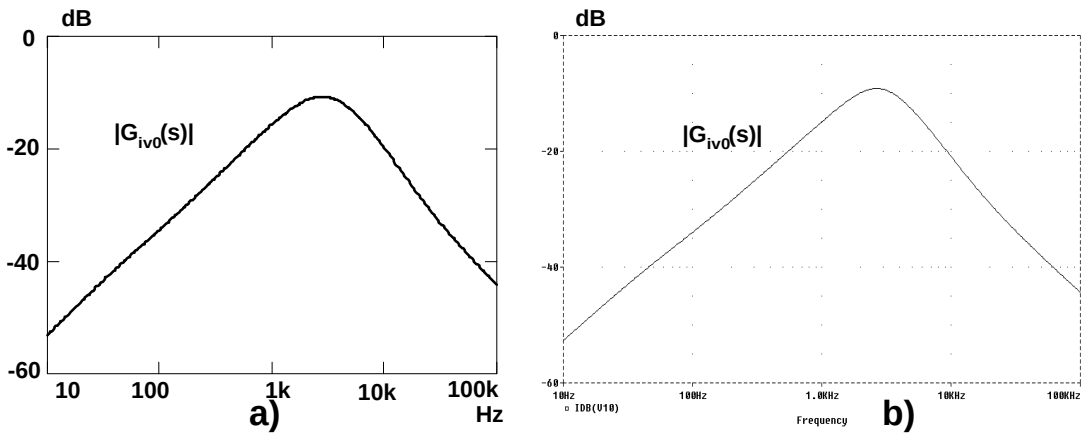


Figura 4.77. Diagrama de Bode de $G_{iv0}(s)$ obtenido a) mediante el modelo de pequeña señal, y b) mediante simulación.

Debido a la presencia del cero en el origen, la ganancia $G_{iv0}(s)$ disminuye cuando la frecuencia también lo hace, de forma que se obtiene una muy buena inmunidad al rizado de la tension de entrada a bajas frecuencias. Finalmente, la función de transferencia entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SE}$ y la tensión de entrada $\hat{v}_0$ se pueden obtener multiplicando $G_{iv0}(s)$ por la función de transferencia de la red RC de salida, obteniendose la ecuación siguiente:

$$G_{v0}(s) = \frac{1}{D' \cdot R_{eq}(s) \cdot \left(1 - s\frac{L_E}{D'^2 \cdot R}\right)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z(s)}{R_{eq}(s)}} \cdot \frac{R}{1 + s \cdot R \cdot C_{0SE}}$$

$$G_{v0}(s) = \frac{1}{D' \cdot R_{eq}(s) \cdot \left(1 - s\frac{L_E}{D'^2 \cdot R}\right)} \cdot G_{vi}(s) \cdot R_S \qquad (4.105)$$

De la ecuación (4.105) se puede deducir que esta función de transferencia tiene un cero en el origen y un polo en f_{ZAi} (ambos debidos al polo y cero de $A_i(s)$ respectivamente), y dos polos f_{p1} y f_{p2} a la misma frecuecnia que $G_{vi}(s)$, como se observa en la figura 4.78a, en la que se han representado los diagramas de Bode de $G_{v0}(s)$ y $G_{vi}(s)$ respectivamente. En la figura 4.78b se ha representado el diagrama de Bode de la función de transferencia mencionada anteriormente obtenida mediante la simulación del modelo de gran señal del convertidor.

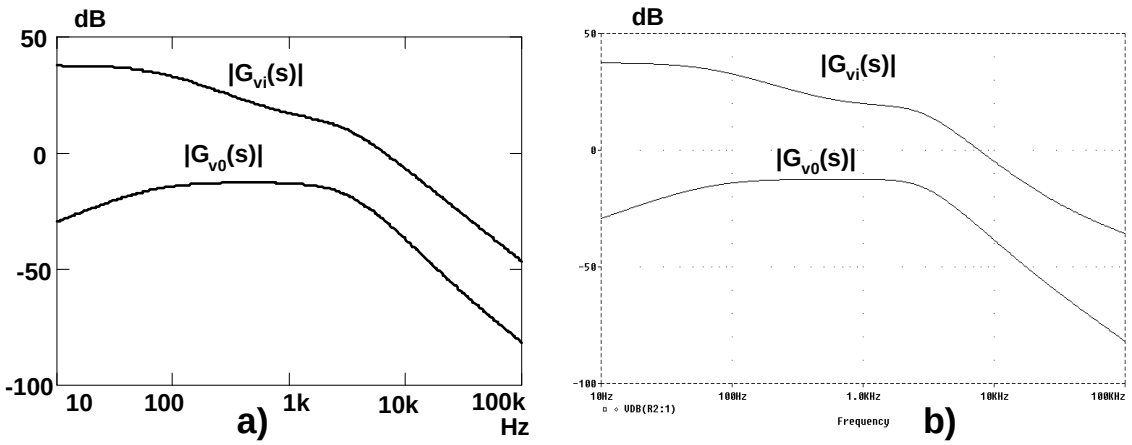


Figura 4.78. Diagramas de Bode de $G_{v0}(s)$ y $G_{vi}(s)$ obtenidas mediante a) el modelo de pequeña señal y b) la simulación.

Otra forma de representar el modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Elevador con el control ACMC es mediante el diagrama de bloques de la figura 4.79a. En dicha figura se puede observar que solamente aparece representado el lazo de tensión del convertidor, al estar incluido el lazo de corriente en el modelo desarrollado, es decir, en los bloques G_i y G_{iv0}. Para obtener el diagrama de bloques de la figura 4.79b solamente es necesario desplazar el

bloque correspondiente a la red RC antes del sumador, de forma que las funciones de transferencia mencionadas anteriormente se convierten en G_{vi} y G_{v0} respectivamente.

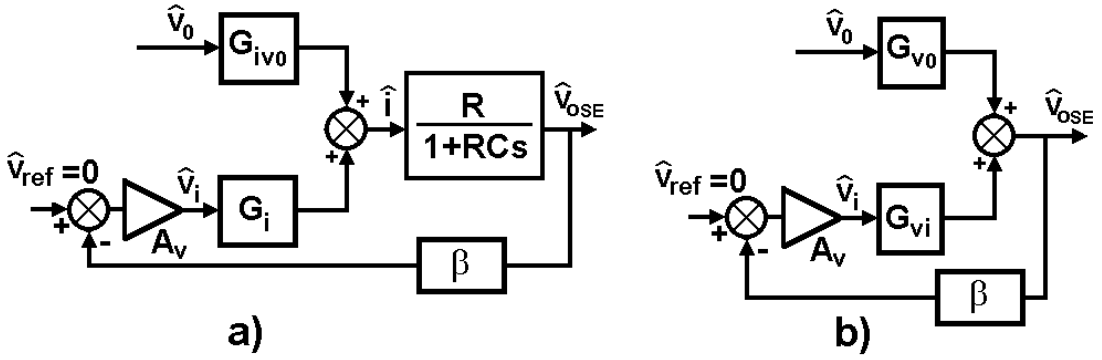


Figura 4.79. a) Diagramas de bloques del convertidor Elevador con el control ACMC. b) Diagrama de Bloques modificado.

A partir del diagrama de bloques de la figura 4.79b y de las ecuaciones (4.86) y (4.105) se puede obtener la función de transferencia entre la tensión de salida $\hat{v}_{0SE}$ y la tensión de entrada $\hat{v}_0$ para la tensión de referencia del lazo de tensión constante, $\hat{v}_{ref} = 0$, obteniendose de este modo la ecuación (4.106).

$$Au_{SE}(s) = \left.\frac{\hat{v}_{0SE}}{\hat{v}_0}\right|_{\hat{v}_{ref}=0} = G_{v0}(s)\cdot\frac{1}{1+\beta\cdot A_v(s)\cdot G_{vi}(s)} \qquad (4.106)$$

A frecuencias por debajo de la frecuencia de corte del lazo de tensión f_{ct} ,la función de transferencia $Au_{SE}(s)$ o audio-susceptibilidad se pueden poner como la ecuación (4.107). En dicha ecuación el polo f_{RHP} no tiene efecto a las frecuencias que estamos considerando. Como se puede observar dicha ecuación tienen un cero en el origen y un polo f_{ZAv} procedentes del regulador de tensión $A_v(s)$, que se añaden a los incluidos en $R_{eq}(s)$ procedentes de $A_i(s)$.

$$Au_{SE}(s) \approx G_{v0}(s)\cdot\frac{1}{\beta\cdot A_v(s)\cdot G_{vi}(s)} \approx \frac{1}{D'\cdot R_{eq}(s)}\cdot R_S\cdot\frac{1}{\beta\cdot A_v(s)} \qquad (4.107)$$

Todo esto hace que se puedan obtener atenuaciones a la frecuencia de red rectificada (100 Hz) de -41 dB, como se puede observar en la figura 4.80.

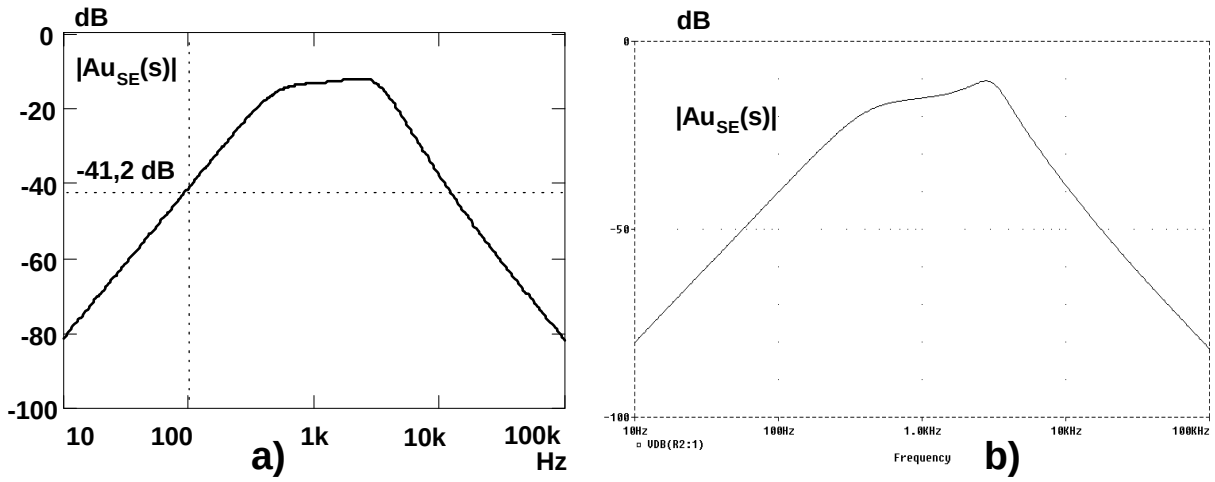


Figura 4.80. Diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad, $Au_{SE}(s)$, obtenida a) mediante el modelo de pequeña señal y b) mediante simulación.

En la figura 4.80b se ha representado la función de transferencia de $Au_{SE}(s)$ obtenida mediante la simulación del modelo de gran señal. Como se puede observar, tanto en la figura 4.59 como en la figura 4.80 el modelo de pequeña señal obtenido es una buena aproximación para realizar el diseño del convertidor. Por otra parte, se ha medido el rizado de la tensión de salida del convertidor para un valor del rizado de la tensión de entrada $\hat{v}_0 = 1V$ de pico en el prototipo experimental y mediante la simulación temporal del modelo de gran señal. En la figura 4.81a se muestran los resultados obtenidos mediante los ensayos experimentales, y en la figura 4.81b los obtenidos mediante la simulación.

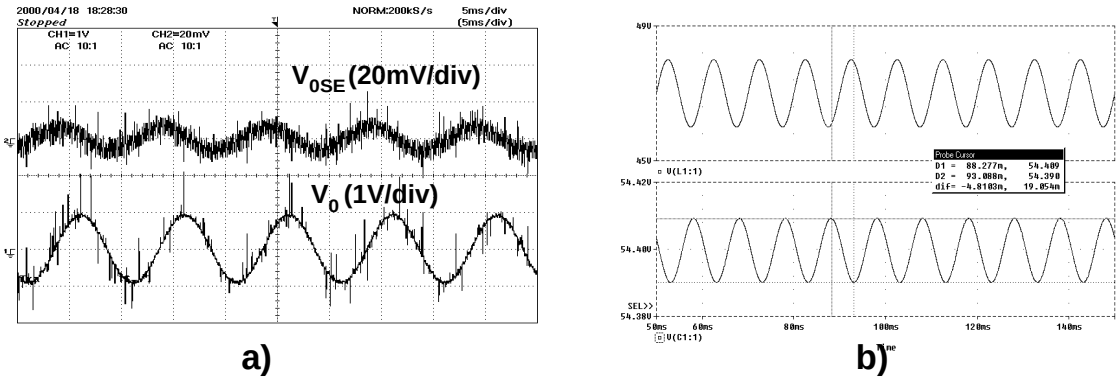


Figura 4.81. Rizado de la tensión de salida del post-regulador conmutado serie Elevador obtenido a) mediante el ensayo experimental y b) mediante simulación.

Con el valor definido anteriormente para la tensión de entrada se obtiene el valor del rizado de la tensión de salida de la siguiente expresión, $\hat{v}_{0SE} = \hat{v}_0 \cdot Au_{SE}(f = 100)$.

Con el valor definido anteriormente para la tensión de entrada, el valor del rizado de tensión calculado es de 8.69 mV de pico, en la simulación 9.53 mV y en el ensayo experimental no se puede apreciar debido a dificultades en la medición.

4.3. CONCLUSIONES.

En este capítulo se ha analizado el comportamiento de los post-reguladores propuestos con el control modo corriente promediada. Como se ha podido comprobar en este capítulo el ancho de banda que se puede obtener en los post-reguladores es elevado, entre 1kHz y 10 kHz, dependiendo del post-regulador analizado cuando la frecuencia de conmutación es 100 kHz. El post-regulador que genera más problemas para la estabilización de los lazos de control es el convertidor Elevador usado como post-regulador, debido a la presencia de un polo f_{RHP} en el semiplano derecho en Z(s). Este polo limita el ancho de banda del lazo de corriente a una frecuencia $f_C = f_{RHP(min)}/3$ aproximadamente, en donde $f_{RHP(min)}$ es el valor mínimo de dicha frecuencia, que se obtiene con carga máxima (R mínima) como se indica en la ecuación (4.91).

Por otra parte, se ha estudiado también la influencia de las variaciones de la tensión de entrada en la tensión de salida. Se ha comprobado que el control de corriente promediada presenta mejores características de atenuación a bajas frecuencias (audio-susceptibilidad) que el control modo tensión cuando el lazo de tensión está abierto. Además se ha podido comprobar que las atenuaciones obtenidas para frecuencias comprendidas entre 100-120Hz son mayores en el post-regulador reductor de dos entradas y el post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* que en el convertidor Elevador usado como post-regulador. La menor atenuación del Elevador se debe a la presencia del polo f_{RHP} que limita el ancho de banda del lazo de corriente y por tanto disminuye la frecuencia del polo en el origen y cero f_{ZAi} del lazo de corriente, dado que según el criterio de diseño utilizado, $f_{ZAi} = f_C /2$. Esto es así ya que el mayor porcentaje de la atenuación lo introducen el polo en el origen y el cero de los reguladores $A_i(s)$ (f_{ZAi}) y $A_v(s)$ (f_{ZAv}) que se convierten en la audio-susceptibilidad en polos en origen y ceros, de forma que cada uno de los reguladores incrementa la pendiente de la función a bajas frecuencias en 20dB/dec, llegando a obtenerse 40dB/dec.

Por lo tanto, el mejor comportamiento de la audio-susceptibilidad del post-regulador con el control modo corriente promediada, de 20 a 40 dB más de atenuación que con el control modo tensión en función del post-regulador, permitirá reducir más aun el tamaño del condensador almacenador de energía en el ER, y obtener los mismos resultados de rizado en la salida que con el control únicamente de la tensión.